

(19)



Europäisches Patentamt  
European Patent Office  
Office européen des brevets

(11)

Veröffentlichungsnummer:

0 329 158  
A2

(12)

# EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

(21) Anmeldenummer: 89102762.5

(51) Int. Cl.<sup>4</sup>: H04L 25/48 , H04L 27/00

(22) Anmeldetag: 17.02.89

Ein Antrag gemäss Regel 88 EPÜ auf Berichtigung einer zusätzlichen Seite der Beschreibung liegt vor. Über diesen Antrag wird im Laufe des Verfahrens vor der Prüfungsabteilung eine Entscheidung getroffen werden (Richtlinien für die Prüfung im EPA, A-V, 2.2).

(71) Anmelder: Dlr, Josef  
Neufahrner Strasse 5  
D-8000 München 80(DE)

(72) Erfinder: Dlr, Josef  
Neufahrner Strasse 5  
D-8000 München 80(DE)

(30) Priorität: 19.02.88 DE 3805263

17.05.88 DE 3816735

18.08.88 DE 3828115

12.09.88 DE 3831054

19.10.88 DE 3835630

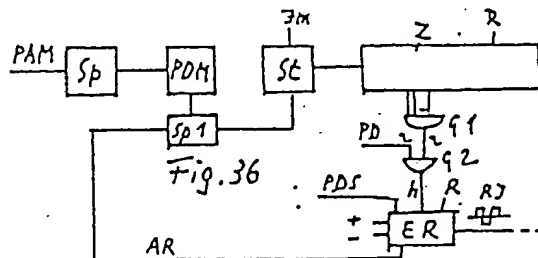
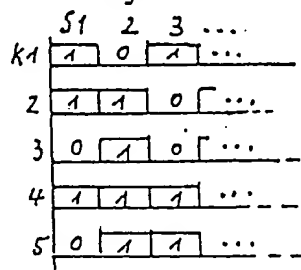
(43) Veröffentlichungstag der Anmeldung:  
23.08.89 Patentblatt 89/34

(84) Benannte Vertragsstaaten:  
AT BE CH DE ES FR GB GR IT LI NL SE

(54) Verfahren für die digitale und/oder analoge Codierung von Information eines, zweier oder mehrerer Kanäle und/oder Frequenz- oder Bandbreitenreduzierung und/oder Erhöhung der Übertragungssicherheit.

(57) Diesbezüglich ist bisher bekannt eine frequenz- oder zeitmultiplexe Zusammenfassung von Kanälen. Allerdings ist hierfür ein grosser Aufwand und eine grosse Bandbreite erforderlich. Bei der Erfindung werden die seriell angeordneten Codeelemente einzeln parallel geordnet und alle zusammen zu einem Codewort vereinigt. Eine Übertragungssicherheit wird in der Weise erreicht, indem die Information in PDM-Pulse umgewandelt wird und diese Impulse in die Periodendauern von Halbperioden bzw. Periodendauern umcodiert, die dann in einer ununterbrochenen Folge von positiven und negativen Halbperioden gesendet werden.

Fig. 20



# Verfahren für die digitale und/oder analoge Codierung von Information eines, zweier oder mehrerer Kanäle und/oder Frequenz oder Bandbreitenreduzierung und/oder Erhöhung der Übertragungssicherheit.

Die vorliegende Erfindung befasst sich mit einem Verfahren für die digitale und/oder analoge Codierung von Information eines, zweier oder mehrerer Kanäle und/oder Frequenz- oder Bandbreitenreduzierung und/oder Erhöhung der Übertragungssicherheit.

Für die Übertragung von Information mehrerer Kanäle über einen Weg sind bisher frequenz- und zeitmultiplexe Verfahren wie z.B. die Trägerfrequenztechnik und die Pulsmodulation bekannt. Ein Nachteil dieser Verfahren ist, dass sie grosse Bandbreiten und einen grossen Aufwand benötigen.

Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist es die Information eines, zweier oder mehrerer Kanäle mit weniger Bandbreite zu übertragen und die Information zweier oder mehrerer Kanäle über einen Kanal mit weniger Bandbreite als für die Summe der Einzelkanäle erforderlich wäre, zu übertragen. Dies erfolgt in der Weise, indem die synchron bzw. quasisynchron angeordneten Codeelemente der verschiedenen Kanäle parallel geordnet werden und alle zusammen zu einem Codewort vereinigt und übertragen werden. Ausserdem soll noch die Übertragungssicherheit erhöht werden. Dies erfolgt in der Weise, indem die PAM-Impulse in PDM, PPM und PFM-Impulse in sinusförmige Halbperioden bzw. Periodenimpulse bzw. Codeelemente umgewandelt werden, die in einer ununterbrochenen Folge von positiven und negativen Halbperioden gesendet werden. Die Halbperiodendauer bzw. Periodendauer ist dabei ein Mass für die PDM-PPM und PFM-Impulse.

Die Erfindung kann z.B. angewendet werden zum Zusammenfassen von Telex, Teletex, Telefax, digitalen Fernsprech-Datenkanälen. Auch bei Gemeinschaftsanschlüssen und Wählsternschaltern kann die Erfindung vorteilhaft eingesetzt werden.

Weiterhin zeigt die Erfindung Möglichkeiten von vorteilhaften Codierungen neuer Fernsehetechniken zur Verbesserung von C-MAC D-MAC, D2-MAC usw. Weiterhin kann sie auch eingesetzt werden bei der Weiterentwicklung des HDTV-Verfahrens. Alle diese neuen Fernsehverfahren sind durch einen Bandbreitenmangel in ihren Möglichkeiten sehr eingeengt.

Nachstehend wird die Erfindung an Hand von Zeichnungen näher erläutert. Diese stellen dar:

Fig.1 Prinzip einer codemultiplexen Anordnung

Fig.2 Bisherige Erzeugung von Phasensprüngen z.B. bei der 4 PSK

Fig.3 bis 8 Erzeugung von Phasensprüngen

Fig.9 Erzeugung von Amplitudenstufen

Fig.10,11 und 13 Darstellung einer doppelten QAM und Vektordiagramm einer höherwertigen Codierung

Fig.14 Vektordiagramm einer doppelten QAM

Fig.16 Anordnung der Codierpunkte bei einer mehrwertigen Codierung mittels Amplitudengrößen und Phasenlage

Fig.15 Übersicht für die Erzeugung von Phasen- und Amplitudenstufen

Fig.17 Erzeugung von Phasensprüngen

Fig.18,19,20,21,24,28 Codemultiplexe Beispiele

Fig.22,23 Übersicht eines Fernsehsenders und Empfängers

Fig.25,26,27 Duplexverkehr über Leitungen und Funk mit nur einem Wechselstrom mit Phasennachstellung

Fig.29 Kompensierung von Überlappungen

Fig.30,31,32 Erzeugung und Umsetzung von PDM-Impulsen in Halbperiodenimpulse

Fig. 33 bis 38 Erzeugung und Umsetzung von PDM-Impulsen in einen Wechselstrom

Fig.39 bis 44 Codierungen gemäss der Erfindung für das Fernsehen

Fig. 45,46,62,63 Doppelbinäre und Doppelduobinäre Anordnung von Codeelementen

Fig.47,48,49 Schaltungsübersichten für das Fernsehen

Fig. 50 bis 55 Codierungen von Farbfernsehsignalen

Fig.56,57,58 Mehrfachausnützung von Übertragungswegen PDM-codierter Signale

Fig.59,60 Auswertung von phasenmodulierten Signalen

Fig.64 Schaubild über Abhängigkeit der frequenzmodulierten Schwingung von der Amplitude und Frequenz der Modulationsschwingung

Eine einfache Art Phasensprünge zu realisieren ist in den Fig.3,4,5,6 und 7 beschrieben. Zuerst wird an Hand der Fig.3 dies näher erläutert. Auf der Sendeseite S werden Rechteckimpulse mit einer Frequenz von 1 MHz angeschaltet. Wird, wie in der Fig.3c dargestellt, in den Übertragungsweg ein Tiefpass TP 5,5 MHz eingeschaltet, erhält man beim Empfänger E beinahe noch einen Rechteckimpuls. Wird, wie in der Fig. 3b eingezeichnet, ein Tiefpass TP von 3.5 MHz eingeschaltet, ist die senkrechte Flankensteilheit nicht mehr vorhanden, wird dagegen wie in der Fig 3a dargestellt, der Tiefpass auf 1,5 MHz reduziert, so erhält man beim

Empfänger E einen sinusähnlichen Wechselstrom mit der Periodendauer der Rechteckperiode. Da sich also die Periodendauer gegenüber dem Rechteckimpuls nicht ändert, kann man durch Veränderung der Periodendauern der Rechteckimpulse auch die Phase bzw. Frequenz des in der Fig 3a dargestellten sinusförmigen Wechselstromes ändern. Da eine solche Änderung immer beim Nulldurchgang erfolgt, erfolgt eine kontinuierliche Änderung und werden kaum Oberwellen erzeugt, d.h. die Übertragung ist schmalbandiger als bei den bisher üblichen Phasentastungen. In der Empfangsstelle kann dann auch die Änderung der Periodendauer als Mass für den Phasensprung vorgesehen werden. Eine solche Auswerteschaltung wird noch später beschrieben.

In der Fig 4 sind Rechteckimpulse mit verschiedenen Periodendauern  $T = f$ ,  $T = f1$  und  $T = f2$  dargestellt. Nach einer analogen Anordnung nach der Fig 3a würde man auf der Empfangsseite einen sinusförmigen Wechselstrom mit den Periodendauern  $T = 1/f$ ,  $T = 1/f1$ ,  $T = 1/f2$  erhalten. Da bei Phasensprüngen sich die Frequenz des Wechselstromes sich verkleinert oder vergrößert, entspricht die Frequenzänderung einem Phasensprung. Aus der Fig. 2, die eine Phasentastung herkömmlicher Art darstellt, geht dies deutlich hervor. Man sieht in dieser, dass bei jeder Phasenänderung eine Frequenzänderung erfolgt, jedoch nicht in kontinuierlicher Weise. Daher ist es auch schwer aus der Periodendauer auf der Empfangsseite die Grösse des Phasensprungs zu ermitteln.

Um die Frequenzänderungen und damit auch das Frequenzband klein zu halten, kann man jeden Phasensprung in Stufen zerlegen. In der Fig 5 ist schematisch dies aufgezeichnet. In dieser ist  $T/2$  die Halbperiodendauer eines Impulses und entspricht 180 Grad. Dieser Winkel wird in 36 Stufen zu je 5 Grad eingeteilt. Soll ein Phasensprung von 40 Grad zustandekommen, so wird die Halbperiode  $T/2$  4 mal um 5 Grad gekürzt und natürlich die andere Halbperiode ebenfalls. Die Halbperiodendauer gegenüber dem Bezugsimpuls ist dann  $T/2$ . Nach dem Phasensprung kann man entweder diese Frequenz belassen, oder aber wieder auf die Frequenz  $T/2$  umschalten, indem man einen Phasensprung von 5 Grad in entgegengesetzter Richtung vorsieht. Gegenüber der Bezugsphase wäre dann immer noch eine Phasenverschiebung von 30 Grad vorhanden. In der Fig. 6 sind zeitlich 4 mal die Perioden der Bezugsphase und 4 mal die Perioden der um  $2 \times 5$  Grad gekürzten Perioden eingezeichnet. Beim Vergleich nach der 4. Periode ist der Unterschied von 40 Grad gegenüber der Bezugsphase ersichtlich.

In der Fig 7 ist eine Schaltung einer Ausführungsform der Erfindung dargestellt. Es wird angenommen die Periodendauer in 72 Stufen zu unter-

teilen und zwar mit Phasensprungstufen von 5 Grad. Jeder Stufe sollen 10 Messimpulse zugeordnet werden, so sind für die Periodendauer  $72 \times 10 = 720$  Messimpulse und für die Halbperiodendauer 360 Messimpulse erforderlich. Auf der Sendeseite brauchen immer nur die Halbperioden codiert werden. Die 2. Halbperiode wird dann jeweils über den Codierer Cod gesteuert. Werden Phasensprungstufen von 5 Grad vorgesehen, so sind für die Halbperiode, wenn die Änderung vorwärtend sein soll, 350 und bei einer nachteilenden Phasenänderung 370 Messimpulse erforderlich. Das Zählglied Z in der Fig 7 muss also mindestens 370 Ausgänge haben. Die Massimpulsfrequenz hängt also von der Codierfrequenz ab. Im Beispiel der Fig 7 wird im Oszillator Osc der Steuerwechselstrom für die Messimpulse erzeugt. Man kann damit unmittelbar über das Gatter G1 das Zählglied steuern, oder aber auch Pulse mittels eines Schmitt-Triggers oder einer anderen Schaltung erzeugen und mit diesen Pulsen dann das Zählglied Z schalten. Man kann auch durch Veränderung der Oszillatorfrequenz die Impulsdauer ändern. Angenommen wird der Ausgang Z2 am Zählglied Z markiert 370 Messimpulse, also die nachteilende Phasenverschiebung, dann wird vom Codierer Cod über g2 ein solches Potential an den einen Eingang des Gatters G2 gelegt, dass dann beim Erreichen des Zählgliedes Ausgang Z2, über das dann z.B. dasselbe Potential an den anderen Eingang von G2 gelegt wird, dass sich das Potential am Ausgang von G2 ändert, z.B. von h auf l. Im elektronischen Relais ER hat dies zur Folge, das Pluspotential + an den Ausgang J gelegt wird. Über die Verbindung A ist der Codierer Cod mit dem elektronischen Relais ER verbunden. Beim nächsten Überlauf des Zählgliedes Z bis Z2 wird über die Verbindung A ER so gesteuert, dass an den Ausgang J minus Potential - angelegt wird. Am Ausgang von ER können also bipolare Rechteckimpulse abgenommen werden. Man könnte genau so unipolare Rechteckimpulse erzeugen. Dieser Vorgang wiederholt sich, solange vom Codierer Cod Potential an G2 angelegt wird. Sind z.B. 5 Phasestufen für einen Phasensprung vorgesehen, so wird das Zählglied Z 10mal bis Z2 geschaltet. Beim Ausgang Z2 erfolgt die Rückschaltung des Zählgliedes über das Gatter G4, R. Es können also durch eine verschieden grosse Zahl von Ausgängen am Zählglied Z und/oder durch Veränderung der Oszillatorfrequenz die Impulsdauer, die Stufenzahl und die Grösse der Stufen eingestellt werden. Die Steuerung dieser Varianten erfolgt über den Codierer Cod. Über 1A kann eine Umschaltung der Oszillatorfrequenz, über die Anschlüsse g2, g3, ... der Stufenzahl und ggf. der Phasenwinkeländerung und der Stufengrösse und über A die Amplituden der Rechteckimpulse J erfolgen. Im Beispiel sind 2

Größen  $\pm(A) +, -(A)$ - vorgesehen. Die Rechteckimpulse J werden dann an einen Tiefpass analog der Fig 3 geschaltet und über einen Übertrager Ü z.B. auf den Übertragungsweg ggf. unter Zwischenschaltung eines Filters Fi, gegeben.

Am Gatter G1 muss über B noch Beginnpotential angelegt werden damit die Oszillatordpulse zur Wirkung kommen. Mit dieser Anordnung sind also folgende Codierungen möglich: eine voreilende, eine nacheilende, keine Phasenverschiebung. Diese können dabei auch stufenweise erfolgen. Die Phasendifferenz oder die Bezugsphase kann verwendet werden. Zusätzlich kann eine Amplitudencodierung ggf. stufenweise vorgesehen werden. Eine weitere Möglichkeit besteht darin die Codierung beim positiven oder negativen Impuls bzw. Halbwelle vorzunehmen. Auch die Zahl der Rechteckimpulse ist ein weiteres Codemittel.

Man kann auch eine Harmonische der Rechteckimpulse aussieben. Erfolgt dies z.B. bei der 3. Harmonischen, so sind 3 Perioden in einem plus-minus-Impuls enthalten. In diesen 3 Periodendauern sind dann auch, wenn die Impulsdauer verändert wird, die Phasenverschiebungen enthalten.

In den verschiedensten Schaltungen, wie z.B. bei der Quadraturamplitudenmodulation (QAM) werden um 90 Grad gegeneinander phasenverschobene Wechselströme benötigt. In der Fig.8 ist ein Schaltungsprinzip zur Erzeugung solcher phasenverschobener Wechselströme gleicher Frequenz dargestellt. Analog der Fig.7 wird das Zählglied Z durch einen Wechselstrom, der im Oszillator Osz erzeugt wird und über das Gatter G, an dessen anderen Eingang ein Beginnpotential B liegt, geführt wird, gesteuert. Im Beispiel sollen 4 Rechteckimpulse erzeugt werden, die gegeneinander um 90 Grad phasenverschoben sind. Hat das Zählglied Z 100 Ausgänge, so sind beim 25., 50., 75. und 100. Ausgang elektronische Relais ER1 bis ER4 analog dem ER-Relais in der Fig.7 anzuschalten. Mit diesen elektronischen Relais werden dann wie bereits in der Fig.7 beschrieben, Rechteckimpulse erzeugt. Hier sind in den ER-Relais noch Mittel, die bei bipolaren Rechteckimpulsen immer eine Potentialumkehr vornehmen und bei unipolaren Rechteckimpulsen das Potential während eines Durchlaufs wegnehmen. Die Rechteckimpulse werden dann, in der Fig.7 mit J bezeichnet, über die Filter Fi1 bis Fi4 gesendet. Der dann entstehende Wechselstrom hat jeweils 90 Grad Phasenverschiebung gegenüber dem vom nächsten Ausgang erzeugten. An Stelle von phasenverschobenen Wechselströmen kann man durch die Ausgänge auch um 90 Grad phasenverschobene Abnahmen von z.B. PAM-Proben steuern. Am elektronischen Relais ER1 ist noch ein Filter Fi0 angeordnet das z.B. nur die 3. Oberwelle des Rechteckimpulses durchlässt, sodass man hier

die 3-fache Frequenz der Rechteckimpulse erhält. Die Phasenverschiebung wird dann auf die 3. Oberwelle übertragen.

Mit der Fig.7 kann man gleichzeitig auch verschiedene Amplitudenstufen erzeugen. In der Schaltung sind nur 2 gekennzeichnet. In der Fig.9 ist eine weitere Möglichkeit verschiedene Amplitudenstufen zu erzeugen. Der z. B. in der Fig.7 erzeugte Wechselstrom wird einem Begrenzer zugeführt, in dem die Steuerimpulse erzeugt werden. Über den Anschluss Code werden die Kennzustände zugeführt, die eine Umschaltung auf die durch den Code bestimmten Amplitudengrösse vornehmen und zwar im Codierer Cod. Die Umschaltung auf eine andere Amplitudengrösse erfolgt immer beim Nulldurchgang. Die Grösse der Amplituden wird durch die Widerstände R1 bis R4, die in Wechselstromkreisen angeordnet sind, bestimmt. Elektronische Relais I bis IVes, die durch den Codierer Cod gesteuert werden, schalten die verschiedenen Widerstände in den Wechselstromkreisen ein. Am Ausgang A erhält man dann 4 verschieden grosse Amplituden.

Es ist auch bekannt eine Information durch die Halbwellen bzw. Perioden eines Wechselstromes zu codieren, bei einem Binärcode sind dann die Kennzustände grosser und kleiner Amplitudenwert. Werden 2 solcher Codierwechselströme gleicher Frequenz um 90 Grad phasenverschoben und addiert, so können diese mit einem Wechselstrom gleicher Frequenz übertragen werden. In der Fig. 10a,b sind die Kanäle K1 und K2, die durch die Perioden als Codeelemente codiert werden mit den Kennzuständen grosser Amplitudenwert = 1 und kleiner Amplitudenwert = 0. Wird einer gegen den anderen um 90 Grad phasenverschoben, so können sie addiert werden. In der Fig. 11 ist ihr Vektordiagramm dargestellt. Der Kanal K1 hat den Vektor K1 (u) und der Kanal K2 den Vektor k2 (v). Die beiden Kennzustände der beiden Wechselströme sind mit  $u1/u0$  und  $v1/v0$  bezeichnet. Werden nun beide addiert, so erhält man die 4 Summenvektoren I, IV und II, III. Man sieht, dass die Vektoren II und III nicht mehr auf der 45 Grad Linie liegen. Die Auswertung ist dadurch etwas schwieriger. Für die Auswertung der Binärsignale genügen 4 Möglichkeiten, die man alle auf die 45 Grad Linie legen kann, in der Fig.11 mit (II) und (III) bezeichnet. In der Fig.13 sind die 4 Möglichkeiten dargestellt, 00,11,10,01. Sind alle 4 Möglichkeiten auf dem 45 Grad Vektor, wie in der Fig.11 dargestellt, so kann man diese durch 4 verschiedene grosse Amplituden codieren, d.h. mit einem sinusförmigen Wechselstrom. In der Fig.9 ist eine solche Möglichkeit dargestellt. Um binäre Signale von 2 Kanälen zu übertragen genügt also ein mehrwertiger quaternärer Code; wie z.B. die 4 PSK oder 4 QAM. Diese Codierungen sind auf eine Periode verteilt. In der

Fig.9 sind die positive und negative Halbwelle gleich gross, es liegt dann bei der Übertragung eine Gleichstromfreiheit vor. Man kann die positive und negative Halbwelle als zusätzliches Kriterium ausnützen. Man kann dann die 4 Amplitudenkennzustände verteilen, 2 auf die positive und 2 auf die negative Halbwelle. Diese können dieselbe Grösse haben, also z.B. in Fig.11, I + IV für die positive und negative Halbwelle. Damit dieser Codierwechselstrom immer über dem Störpegel liegt, muss der Codierwechselstrom immer eine bestimmte Grösse aufweisen, z.B. wie in Fig.11 (III). Die Amplituden-grösse IV wird man dann etwas vergrössern.

Eine Verkleinerung von z.B. binärcodierten Wechselströmen mit den Halbwellen bzw. Perioden als Codeelemente ist bereits bekannt. Voraussetzung hierfür sind Phasenverschiebungen der Probeentnahmen. Die vorliegende Erfindung zeigt eine weitere Möglichkeit auf, die Frequenz insbesondere binärcodierter Information zu verkleinern. In der Fig. 1 ist ein Kanal K mit einem Binärcode 1,0,1,1,...aufgezeichnet. Soll die Frequenz des Kanals verkleinert werden in 2 Kanäle mit der halben Frequenz, so müssen jeweils 2 seriell angeordnete Binärwerte des Kanals K parallel auf die Kanäle Kv1 und Kv2 verteilt werden, z.B. die 4 Werte 1,0,1,1 des Kanals K der Wert 1 auf Kv1, der Wert 0 auf Kv2, der Wert 1 wieder auf Kv1 und der weitere Wert 1 auf Kv2. Einen Wert kann man dabei immer speichern, oder man kann die Werte auch zeitlich versetzt übertragen. Bei der Auswertung muss dies berücksichtigt werden. Eine gleichzeitige Übertragung von 2 Kanälen wurde bereits schon in den Fig.11 und 13 dargelegt. Wie aus der Fig. 13 ersichtlich ist, sind 4 Kombinationen möglich.

In der Fig.10 sind 4 Codierwechselströme K1-K4 mit den Codeelementen Periode und den Kennzuständen grosser und kleiner Amplitudenwert gleicher Frequenz dargestellt. Will man alle 4 auf der Basis der QAM übertragen, müssen diese folgende Phasen aufweisen, K1=0 Grad, K2=90 Grad, K3=90 Grad und K4=180 Grad. K1/K2 und K3/K4 werden zu einem Codierwechselstrom entsprechend der Fig.9 zusammengefasst und addiert. In der Fig.14 ist hierfür das Vektordiagramm dargestellt. Man sieht, dass 16 Kombinationen möglich sind. Weiterhin ist hieraus ersichtlich, dass nur 4 Werte auf dem 45 Grad vektor liegen. Bei der Auswertung müssen für die anderen Werte noch die voreilende bzw. nacheilende Phasenverschiebung berücksichtigt werden. Die phasenverschobenen Wechselströme werden in einer Anordnung wie in der Fig.8 dargestellt, erzeugt und 2 Anordnungen nach der Fig.9 zugeführt, wobei diese Wechselströme gegeneinander um 90 Grad phasenverschoben sind.

Man kann auch einen Summenwechselstrom

und einfachen Codierwechselstrom addieren, Voraussetzung ist eine 90 Grad Phasenverschiebung gegeneinander. Dabei entstehen 8 Kombinationsmöglichkeiten.

Auch 4 Kanäle können Codiermultiplex, wie in der Fig. 1 dargestellt, übertragen werden. Einmal sind 16 Kombinationen notwendig. Man kann hierfür auch bekannte Codierungen vorsehen, wie z.B. die 16 PSK, die 16 QAM die 8 PSK. Zur Codierung ist hier jeweils eine Periode erforderlich, wenn Phasenverschiebungen gemäss der vorliegenden Erfindung vorgesehen werden. An Stelle der doch eng zusammenliegenden Kennzustände bei der doppelten QAM nach Fig. 14, kann man auch eine beliebige Codierung vornehmen. In Fig.16 wird die Codierung durch 30 Grad Phasenunterschiede und durch 3 und 4 Amplitudenstufen vorgenommen. Falls man noch grössere Sicherheit haben will, kann man die 4 Amplitudenstufen BPh noch aufteilen. Auf der Nulllinie können noch Stufen untergebracht werden. Man kann also jede Halbwelle für eine solche Codierung vorsehen. Will man jedoch eine Übertragung über drahtgebundene Übertragungswege vornehmen, ist es zweckmässig die negative Halbwelle mit derselben Codierung zu übertragen, damit man eine Gleichstromfreiheit hat. Mit derselben Methode kann man auch eine Verkleinerung vornehmen. In Fig.1 soll der Kanal nur mit der viertelchen Frequenz übertragen werden. Jeweils 4 seriell angeordnete Binärelemente 1 und 0 werden parallel wie in der Fig. 1 a,b vorgesehen, angeordnet. Die Werte 1,0, 1,1 des Kanals K werden dann parallel aufgeteilt auf den Kanal Kv1 "1", Kanal Kv2 "0", Kanal Kv3 "1" und Kanal Kv4 "1". Im Codierer wird dann für die jeweilige Kombination der vorbestimmte Codierpunkt ermittelt und auf die Phase und Amplitude des Codierwechselstromes übertragen. Die Phase wird in der Fig.7 festgelegt, ggf. kann man mit dieser auch gleich die Amplitude codieren, und in der Fig.9 kann man dann die erforderlichen Amplituden codieren. In der Fig. 15 ist die Übersicht hierfür dargestellt. Im Codierer Cod erfolgt die Festlegung des Codierpunktes aufgrund der Viererkombination. Der Phasencodierer erzeugt die Halbwellen bzw. Perioden mit entsprechender Phase und der Amplitudencodierer erzeugt die dazugehörigen Amplituden. Ein Phasencodierer kann analog der Fig.7 und ein Amplitudencodierer analog der Fig.9 aussehen.

Ein Phasensprung bedeutet immer eine Änderung der Periodendauer. Diese Änderung, also Frequenzänderung, kann bei keiner weiteren Phasenänderung beibehalten werden, oder man kann bei der nächsten Periode bzw. Halbperiode wieder auf die ursprüngliche Frequenz umschalten. Da im letzteren Fall der Wechselstrom eine andere Phase aufweist, ist bei der Auswertung eine Bezugsphase erforderlich. Wie aus der Fig.4 hervorgeht kann mit

Hilfe der Schaltung der Fig.7 jede beliebige Phase beibehalten, d.h. die Frequenz beibehalten werden, die bei der Phasenänderung entstanden ist. Die Phasenänderungen werden immer im vorliegenden Fall beim Nulldurchgang vorgenommen. In der Fig.16 kann man eine Bezugsphase 8Ph vorsehen, von der aus vor- und nachteilend  $2 \times 30$  Grad eine Phasenverschiebung vorgenommen wird.

In der Fig. 17 ist eine Erzeugung der Phasensprünge der Fig. 16 nach dem Prinzip der Fig.7 dargestellt. Der Winkel von 360 Grad wird durch 3600 Pulse gekennzeichnet. Liegt nur eine Amplitudenänderung mit der Bezugsphase vor, so wird das Zählglied immer von 0 bis 360 Grad durchgeschaltet. Die Steuerung erfolgt dabei über den Codierer Cod, der bereits in der Fig.7 beschrieben wurde. Die Amplitudenänderung erfolgt dabei wie in der Fig.7 oder wie in der Fig.9 dargestellt. Soll der Phasensprung Ph1 in Fig.16 erfolgen, so muss, wenn eine Gleichstromfreiheit erforderlich ist, jede Halbperiode bis zum Ausgang 195 geschaltet werden. Eine Bezugsphase ist bei der Auswertung nicht notwendig, weil, solange keine weitere Phasenänderung erfolgt, durch die Periodendauer ja die eindeutige Phase festgelegt ist. Liegt die Codierung auf dem Vektor Ph3, so ist die Periodendauer 330 Grad, d.h. beim Ausgang 165 erfolgt immer eine Umschaltung. Die Phasenverschiebung ist hierbei immer auf die Periodendauer bezogen. Würde z.B. im letzten Fall die Phasenverschiebung auf die Halbperiode bezogen, so müsste jeweils eine Rückschaltung beim Ausgang 150 erfolgen. Andere Methoden der Erzeugung von Phasensprüngen können genau so verwendet werden.

Die Auswertung der Phasensprünge erfolgt in bekannter Weise durch Abmessung der Periodendauern mittels einer überhöhten Steuergeschwindigkeit von Zählgliedern, z.B. in der europäischen Patentanmeldung 86104693.6 offenbart.

Bei der Auswertung der Fig. 14 ist eine Bezugsphase erforderlich. Die Amplitudenpunkte 1 bis 4 sind unmittelbar auf der Bezugsphasenlage, während die anderen 12 Codierpunkte voreilend und nachteilend zur Bezugsphase angeordnet sind. Es wird angenommen die Signale sind die eines Fernsehsystems. In der Austastzeit wird dann die Bezugsphase ermittelt und zugleich Steuersignale übertragen. Dabei werden nur die Amplitudenwerte auf der Bezugsphase verwendet. Vom Übertragungsweg ÜW werden die Signale dem Eingangssatz EST zugeführt (Fig.12). Einmal gehen sie dann zu einem Begrenzer B und einmal zu einer Codeauswertung CA. Im Begrenzer werden die positiven und negativen Halbwellen zu Jp und Jn- Impulsen umgewandelt. In der Vergleichseinrichtung VE wird nun die Phase der von dem Übertragungsweg kommenden Impulse mit einem Bezugsphasenimpuls JBn verglichen. In der Fig. 12 sind die vor-

nachteilenden und der Bezugsphasenimpuls Jv, Jn, JB dargestellt, die mit dem aus einer Codierung ermittelte Bezugsphasenimpuls JBn verglichen werden. Die 3 möglichen Phasenwerte vor-nachteilend oder Bezugsphase werden jeweils zur Codeauswertung gegeben. In dieser werden die Amplitudenwerte ermittelt und in Verbindung mit der vor-nachteilenden oder Bezugsphase werden dann die Codierungspunkte ermittelt und über S zur weiteren Verwertung weitergesendet. Die Codierung der Bezugsphase in der Austastzeit kann z.B. so aussehen, dass man 4 mal den Punkt 2 und 4 mal den Punkt 4 auf der Bezugsphase sendet. Die Auswertung derselben erfolgt in der Bezugsphasenauswertung BA. Von dieser wird dann ein Bezugsphasenimpuls JBn zur Vergleichseinrichtung gegeben.

In der Fig.18 ist ein weiteres Ausführungsbeispiel der Erfindung dargestellt. Die 5 Kanäle K1 bis K5 sollen codemultiplex nur über einen Kanal bzw. Weg übertragen werden. Die z.B. binärcodierte Information dieser 5 Kanäle wird zuerst im Speicher Sp gespeichert. In der Fig.20 sind z.B. die Schritte der Binärzeichen dargestellt und zwar bereits synchronisiert. Zu codieren sind also jeweils 5 parallel angeordnete Schritte bzw. Impulse S1,2,3,... Die Schritte von S1 sind 1-1-0-1-0. Für die Codierung dieser 32 Kombinationen sind 5 bit erforderlich. Im Beispiel werden diese mit den Amplituden der Halbwellen eines Wechselstromes mit den Kennzuständen grosser und kleiner Amplitudenwert und mit einem voreilenden und einem nachteilenden Phasensprung von 36 Grad codiert, wie in der Fig.19 gezeigt ist. Vom Speicher Sp der Fig.18 werden die Binärwerte dem Codierer Cod zugeführt und in diesem in einen entsprechenden Code umgewandelt. Im Decodierer der Empfangsseite werden entsprechend dem Code den 5 Kanälen die entsprechenden Schritte wieder zugeordnet.

In der Fig.21 ist eine weitere Anwendung der Erfindung für die Codierung und Übertragung der Signale beim Farbfernsehen dargestellt. Das Luminanzsignal wird mit 6 MHz abgegriffen. Dieses Prinzip ist bereits schon in der Offenlegungsschrift P 32 23 312 offenbart. Die Farben rot und blau sollen je mit 1,2 Mhz abgegriffen werden, d.h. auf 5 Luminanzabgriffe trifft je ein Rot- und Blauabgriff. Die Luminanzabgriffe sind mit I,II, III,IV,V bezeichnet. Diese Probeentnahmen werden mit 8 bit codiert, im Beispiel binärcodiert. Mit dem Abgriff III müssen dann auch die Abgriffe für rot und blau erfolgen. Die Probeentnahmen von rot und blau werden im Beispiel mit 6 bit binärcodiert. Während der Übertragung der 5 Luminanzprobeentnahmen wird auch gleichzeitig der Code für die Farbprobeentnahmen rot und blau gesendet. Mit dem Abgriff von rot und blau könnte man mit der Übertragung der Farbe und mit der Probeentnahme I des Lumi-

nanzsignales beginnen. Man kann auch alle 5 Luminanzprobeentnahmen und Farbsignalproben speichern und erst nach der 5. Probeentnahme mit der Übertragung aller Fernsehsignale beginnen. In der Fig.21a sind die binären Codes aller zu übertragenden Signale aufgezeichnet. Die 8 bit 1-8 der Luminanzprobeentnahmen sind jeweils parallel angeordnet. Seriell sind dann unter 9,10 digitale Ton- und sonstige Signale T+So, die 6 bits des Rotsignales und nochmals die Ton- und sonstigen Signale und unter 11,12 wieder die Ton- und sonstigen Signale und die 6 bits des Blausignals angeordnet. Zweckmässig ist es, wenn man die Luminanzproben I bis V beim Sender noch speichert und die Farbcodes für rot und blau mit den vorhergehenden Luminanzproben sendet, sodass dann beim Empfänger sich eine Speicherung der 5 Luminanzproben erübrigt. Es müssen dann lediglich die Rot- und Blau proben gespeichert werden. Die Ton- und sonstigen Signale müssen ebenfalls gespeichert werden und dann zeitgleich mit dem Bild dem Lautsprecher zugeführt werden. Diese Signale können natürlich auch in die Austastzeit gelegt werden. Im Beispiel sind also 12 bit für die Übertragung einer Luminanzprobe für die Ton- und sonstigen Signalproben und für die Farbprobeentnahmen erforderlich. In der Fig.21b ist ein Beispiel für die Codierung dieser 12 bits dargestellt. 5 Halb-Perioden eines Wechselstromes werden hierfür vorgesehen. Der Binärcode besteht dabei aus Codeelementen der Halbwellen mit den Kennzuständen grosser und kleiner Amplitudenwert. Zusätzlich wird noch eine voreilende und nacheilende Phasenverschiebung von 36 Grad vorgesehen, sodass man damit 12 bit erhält.

In der Fig.22 ist eine Übersicht eines solchen Fernsehsenders dargestellt. Das Steuerorgan StO steuert die Fernsehkamera FK liefert auch die übrigen Steuersignale wie Austast- und Synchronisierungssignale A+S. Die Rot-Grün- und Blausignale werden einmal der Y-Matrix YM und rot und blau zugleich der Farbartaufbereitung FA zugeführt. Zugleich ist ein Konzentrador K vorgesehen, der das Luminanzsignal Y, die Farbsignale r+bl und die Ton- und sonstigen Signale abgreift. Beim Abgriff 3 wird über die Verbindung 3a ein Kriterium zur Farbartaufbereitung gegeben. In dieser wird ein Abgriff vom Rot- und Blausignal vorgenommen und beide Werte werden in den Kondensatoren C1 und C2 gespeichert. Der FA wird noch von der Y-Matrix ein Y-wert der beim 3. Abgriff vorhanden ist, zugeführt, sodass man am Abgriff 6a und 6b die Farbdifferenzsignale r-y und b-y erhält. - Man kann auch nur die Farbauszugssignale abgreifen. Über den Baustein TSo werden die Ton- und sonstigen Signale analog über 6c und 6d dem Konzentrador zugeführt. Vom Konzentrador aus werden alle Werte einem Speicher Sp zugeführt. Vom Speicher aus

werden die Signale zeitgerecht z.B. wie in Fig.21a beschrieben, einem Analog/Digitalwandler zugeführt. In diesem erfolgt eine Codierung entsprechend der Fig.21b. Während der Austastzeit erfolgt eine Umschaltung auf den Konzentrador K1 über U. Als Austastkriterium kann man z.B. einigemal das Codewort mit nur Nullen senden. - --- Auch können in der Austastzeit noch sonstige Signale So gesendet werden. Auch den Beginn einer Zeile kann man durch einen Nullcode markieren. Während der Zeile ist durch die Folge und der Zahl der Halbwellen eine Synchronisierung vorgegeben. Bei dem vorliegenden Code ist eine Nenn Frequenz von 15 MHz erforderlich. Will man nur einen Amplitudencode verwenden, sind 2 Wechselströme mit je 18 MHz erforderlich, die man dann um 90 Grad phasenverschieben könnte und addiert übertragen könnte. Es ist lediglich eine Frage der Wirtschaftlichkeit und Sicherheit welche Methode hier verwendet wird. Der vor- oder nacheilende Phasensprung wird im Beispiel durch die Periodendauer festgelegt. Es ist also dann keine Bezugsphase erforderlich. Natürlich können zur Verringerung der Frequenz mehrstufige Amplitudencodes oder/und Phasencodes verwendet werden. An den Eingang Ton T kann man z.B. das PAM-Signal anlegen, das dann innerhalb der 8 KHz-Zeit öfters abgegriffen wird. Es gibt hier zahlreiche Möglichkeiten den Abgriff 6c/6d auszunützen. In der Fig.23 ist eine Teilübersicht eines Fernsehempfängers dargestellt. Über die HF-Oscillator und Mischstufe und dem Verstärker V werden die Signale dem Demodulator DM zugeführt. In diesem werden z.B. die Signale wie sie in der Fig.21b dargestellt sind wieder gewonnen und dem Decodierer DC zugeführt. Die Farbsignale werden in der Folge der Matrix Ma weitergegeben. An diese auch das Y-Signal geschaltet. Am Ausgang der Matrix erhält man dann z.B. die Farbdifferenzsignale R-Y, G-Y und B-Y, die wie UY an die Fernsehröhre geführt werden. Der Decoder DC liefert dann noch die Austast- und Synchronisierungssignale AS, die Ton- und sonstigen Signale.

In der Fig.24 ist ein Beispiel dargestellt, bei dem der Code für den Codemultiplex aus mehreren Wechselströmen gewonnen wird. Es stellt einen Binärcode dar bei dem die Halbwellen der Wechselströme als Codeelemente dienen und bei dem ein grosser und ein kleiner Amplitudenwert die Kennzustände bilden. Die zu übertragenden Kennzeichen bestehen aus Rechteckimpulsen der Frequenz 1000 Hz, wie in der Fig.24a dargestellt ist. Es sollen 20 Kanäle codemultiplex übertragen werden. Hierfür werden die Halbwellen der Wechselströme 1000, 1500, 2000, 2500 und 3000 Hz vorgesehen. Jedem Kanal kann man natürlich zeitmultiplex mehrere Kanäle niedrigerer Bitfrequenz zuführen. Dieselbe Bit-Zahl könnte man genau so mit 2 Wechselströmen mit 2000 Hz und nochmals



2 Wechselströmen mit 3000 Hz erreichen, wobei diese jeweils gegeneinander um 90 Grad phasenverschoben sein müssten, sodass sie bei der Übertragung addiert werden könnten. Wie am besten die Synchronisierung zwischen den einzelnen Kanälen hergestellt wird ist bereits bekannt (Unterrichtsblätter der DBP Heft4/6Jahr79), und es wird deshalb nicht weiter darauf eingegangen. Auf dieselbe Art kann man auch die digitalisierte Sprache bezw. mehrere Sprachkanäle gleichzeitig übertragen.

Bei einer Amplitudencodierung kann man mit demselben Wechselstrom Duplexbetrieb durchführen. Dazu ist es notwendig, dass der Gegencodierwechselstrom um 90 Grad phasenverschoben ist. In der Fig.25 ist dieses Prinzip dargestellt. Der Code kann dabei digital, ein Binärcode sein entsprechend dem Patent DE 30 10 938 oder aber auch analog entsprechend dem kanadischen Patent 1 214 227. Bei Halbwellen als Codeelemente ist bei digitaler Codierung die Frequenz 32 KHz und bei analoger Codierung 4 KHz. In der Fig.25 ist S1 das Mikrofon und E2 der Hörer des einen Teilnehmers und S2 und E1 des anderen Teilnehmers. In S1 ist noch ein Codierer, in dem aus der Sprache der Codierwechselstrom gewonnen wird. Von S1 geht der Codierwechselstrom über eine Gabel G, die Anschluss- bzw. Verbindungsleitung RL zur Gabel G des Gegenteilnehmers und zum Hörer E1. In diesem ist zusätzlich ein Decodierer, der aus dem Codierwechselstrom wieder die Sprache herstellt. Der Codierwechselstrom von S1 sei der Synchronisierwechselstrom. Von E1 wird dieser über einen Phasenschieber 90 Grad zu S2 abgezweigt, in dem er ggf. verstärkt wird. Spricht nun S2, so wird ein um 90 Grad phasenverschobener Codierwechselstrom über G, RL, G nach E2 gesendet, dort decodiert und dem Hörer als Sprache übermittelt. Wenn z.B. kurzzeitig gleichzeitig gesprochen wird, entsteht auf dem Übertragungsweg RL ein Additionswechselstrom. Eine Auslöschung wird nicht verursacht. Dieses Prinzip kann genau so beim Duplexverkehr bei der Datenübertragung vorgesehen werden. Weitere diesbezügliche Beispiele sind in der Offenlegungsschrift DE 3802088 offenbart.

Diese Methode kann natürlich auch bei Funk z.B. beim Richtfunk verwendet werden. In der Fig.26 ist eine diesbezügliche Übersicht aufgezeichnet. Der Sendewechselstrom wird hier zugleich als Codierwechselstrom mit vorgesehen. Vorteilhaft wird eine Vorstufenmodulation verwendet. Im Oszillator Osz1 wird der Sendewechselstrom erzeugt. Im Analog/Digitalwandler A1/D1 wird das Basissignal in einen Wechselstromdigitalcode umgewandelt. Noch einfacher ist es als Oszillator und Codierer eine Anordnung nach der Fig.7 vorzusehen. Vom Codierer aus wird dann das elektronische Relais so gesteuert, dass am Ausgang J

grosse und kleine Rechteckimpulse vorhanden sind, die dann im Tiefpass TP zu einem sinusförmigen Wechselstrom geformt werden. - Über nicht eingezeichnete Verstärker gelangt dann der Codierwechselstrom zur Endstufe E und zur Sendeanenne. In der Endstufe kann man noch einen Zweigstromkreis vorsehen, in dem die Oberwellen um 180 Grad phasenverschoben werden, die dann zur Kompensation dem Hauptstromkreis wieder zugeführt werden. Auf der Empfangsseite werden die Nutzsignale über einen festen Abstimmkreis einem Verstärker V zugeführt und dann an den Digital-Analogwandler D2/A2 weitergeschaltet. Das Analogsignal wird dann z.B. über eine Vermittlung weitergeleitet. Über den Verstärker V wird der Sendewechselstrom auch zu einem Phasenschieber von 90 Grad Ph abgezweigt und dann zum Oszillator Osz2 weitergeschaltet. Mit diesem wird der Oszillator synchronisiert. Über den Wandler A3/D3, nicht eingezeichnete Verstärker und den Endverstärker E wird dann der Sender der entgegengesetzten Richtung betrieben. Der Empfänger E1 ist genau so wie der Empfänger E2 geschaltet, nur der Phasenschieber ist nicht erforderlich.

Ein Phasenschieber nach dem Prinzip der Fig.7 ist in der Fig. 27 dargestellt. In dieser ist zugleich ein Ausgleich für kleine Frequenzschwankungen vorgesehen. Für diesen Zweck wird ein Zählglied Z vorgesehen mit 1000 Ausgängen. Während einer Halbwelle des Sendewechselstromes durchläuft das Zählglied diese 1000 Ausgänge. Die Steuerimpulse Js werden in einem nicht eingezeichneten Oszillator erzeugt. Bei 90 Grad Phasenverschiebung trifft auf eine Halbwelle eine Phasenverschiebung von 45 Grad, das entspricht 250 Ausgängen. Die vom Verstärker V kommenden Sendewechselstromhalbwellen werden einem Begrenzer zugeführt, sodass am Ausgang desselben Rechteckimpulse Jp und Jn entstehen. Diese Impulse werden dem Steuerglied St zugeschaltet. An dieses werden noch die Steuerimpulse Js und das Beginnkennzeichen Be gelegt. Das Steuerglied ist so geschaltet, dass immer nur ganze Jp bzw. Jn-Impulse beim Zählglied wirksam werden. Hat während eines Impulses Jp das Zählglied den Ausgang 1000 erreicht, so kommt das Gatter G11 in Arbeitsstellung. Am Gatter G12 ist ein Jn-Impuls und nach dem Ende des Jp-Impulses durch die Verzögerung des monostabilen Gliedes mG4 kurzzeitig noch Potential angeschaltet. G12 wird wirksam und legt an den einen Eingang von G13 Potential, am anderen Eingang von G13 wurde bereits I - Potential von G11 aus angelegt. Am Ausgang von G13 erfolgt nun ein Potentialwechsel, der G16 am Ausgang umpolt. Dies hat zur Folge, dass G17 für das Zählglied ein Rückschaltpotential erzeugt. Auch an die Gatter G8, G9 und G10 wird solches Potential gelegt, dass die in Zusammenwirken mit den



belegten Ausgängen 1000, 999, 1001 eines der monostabilen Glieder  $mG1$ ,  $mG2$  oder  $mG3$  steuern. Da der  $Jp$ -Impuls das Zählglied bis 1000 gesteuert hat, wurde nun das Gatter  $G9$  und  $mG2$  wirksam. Wird nun mit dem nächsten  $Jn$ -Impuls das Zählglied auf den Ausgang 250 gesteuert, so wird das Gatter  $G6$  wirksam, das das elektronische Relais  $ER$  steuert, das entsprechend der Fig. 7 einen Rechteckimpuls erzeugt, der im Tiefpass zu einer Halbwelle geformt wird. Für den  $Jn$ -Impuls sind für die Ausgangsmarkierung die Gatter  $G15$ ,  $G14$  und das monostabile Glied  $mG5$  angeordnet. Das monostabile Glied  $mG2$  hält sich z.B. bis zum Ausgang 260.  $G6$  geht dann wieder in die Ausgangsstellung. Das elektronische Relais bleibt bis zur nächsten Markierung des Ausganges 250 in der Stellung. Wird durch eine Frequenzschwankung nur der Ausgang 999 erreicht, so wird an Stelle von  $G9$  das Gatter  $G8$  markiert und  $mG1$  und  $G5$  beim Erreichen des Ausganges 249 zur Wirkung gebracht. Wird der Ausgang 1001 erreicht, so wird  $G10$  und  $mG3$  zur Wirkung gebracht und beim Erreichen des Ausganges 251 das Gatter  $G7$ . Solche Frequenzschwankungen werden also auch an den 90 Grad phasenverschobenen Wechselstrom weitergegeben. In der Fig. 27 a ist das Steuerglied im Einzelnen dargestellt. Die Impulse  $Jn$  und auch das Beginnzeichen sind an das Gatter  $G3$  geschaltet. Sind beide vorhanden, wird  $G3$  wirksam und bringt das bistabile Glied  $bG$  in die Arbeitslage, das nun an das Gatter  $G1$  Arbeitspotential legt. Erst jetzt kann der  $Jp$ -Impuls zur Wirkung kommen. Die Steuerimpulse  $Js$  gelangen nun über das Gatter  $G2$ , das lediglich ein Potentialumkehrgatter ist, an das Zählglied. Die weiteren Vorgänge am Zählglied sind bereits beschrieben.

In der Fig. 27 kann die negative Halbwelle entweder durch den  $Jn$ -Impuls erzeugt werden, oder es wird der Durchlauf der positiven Halbwelle wiederholt, wobei die jeweils markierten Ausgänge gespeichert werden.

Der bei der Erfindung verwendete Code kann vorzugsweise ein Amplituden und/oder Phasencode sein, wie z.B. ein solcher in Fig. 16 dargestellt ist. Bei einem reinen Amplitudencode kann man auch 2 Codewechselströme gleicher Frequenz vorsehen, wobei der eine dann bei der Übertragung um 90 Grad phasenverschoben wird und in der Folge mit dem anderen addiert wird.

Das Prinzip der Erfindung kann auch für die Übertragung digitalisierter Sprache. In der Fig. 28 sind 5 Codierwechselströme mit einem Binärcode, wobei die Kennzustände ein grosser und ein kleiner Amplitudenwert der jeweiligen Halbwelle ist, dargestellt. Die Frequenzen sind dabei 8, 12, 16, 20 und 24 KHz. Man erhält dabei 20 bit, werden zusätzlich 2 Wechselströme gleicher Frequenz, jedoch um 90 Grad phasenverschoben, vorgesehen,

so erhält man 40 bit, d.h. bei 8 bit Codewörtern, wie in der Fig. 28a dargestellt, kann man damit 5 digitalisierte Sprachkanäle übertragen.

In den Fig. 21 und 22 genügen je Zeile bei einer Abgriffsfrequenz von ca. 30 KHz (PAM) je Zeile 2 Ton- Abgriffe, die z.B. beim Beginn der jeweiligen Bildzeile und in der Mitte der Bildzeile erfolgen können, der Abstand ist dann 32  $\mu s$ . Jeder Abgriff wird dann im Analog/Digitalwandler A/D in einen 8 bit-Code umgewandelt und wird dann, wie in der Fig. 21a dargestellt ist, mit den folgenden 5 Luminanzcodewörtern gesendet. In der Fig. 21a z.B. mit  $I/9, 10, 11, 12$  und  $V/9, 10, 11, 12$ . Die Abgriffe während der Bildwechselzeit müssen z.B. durch eine Zeitmessung ermittelt werden. Die Codierung erfolgt dann auch in der Bildwechselzeit.

Für das Codemultiplex kann natürlich jeder beliebige Code verwendet werden wie der AMI- oder HDH-3 Code. In den Beispielen wird vielfach ein Amplitudencode verwendet, bei dem die Codeelemente aus den Halbwellen bzw. Perioden eines sinusförmigen Wechselstromes mit den Kennzuständen kleiner und grosser Amplitudenwert bestehen. Einem Codeelement entspricht dabei einem bit. Werden z.B. 12 bit für das FBAS- und Tonsignal benötigt, so sind 12 Halbwellen erforderlich. Die Codierung kann synchron mit den Abgriffen bewerkstelligt werden, da sich die Länge der Codewörter nicht ändert. Wird dagegen ein Phasencode bzw. zusätzlich ein Phasencode vorgesehen, so ändert sich bei jeder Phasenänderung auch die Periodendauer, sodass bei einem periodischen Abgriff und bei gleichgerichteten Phasenänderungen die Signalabgriffe nicht mehr synchron mit dem Code sind. Zur Kompensation gibt es hier 2 Möglichkeiten - ausser einer Pufferspeicherung - einmal bei jeder Phasenänderung bis zur nächsten Phasenänderung die Nennfrequenz wieder herstellen, z.B. in der Fig. 4 sie die Nennfrequenz  $f2$  und erfolgt eine Phasenänderung  $T = f1$  und haben die folgenden Codierungen dieselben Phasenänderungen, so werden die folgenden Codierungen mit der Nennfrequenz  $f2$  codiert. Erst wenn sich die Phase  $f1$  wieder ändert, erfolgt dann eine Phasenänderung in Bezug auf die Bezugsphase, d.h. beim Empfänger muss die Bezugsphase gespeichert werden. Diese kann z.B. in der Austastzeit vom Sender übertragen werden. Eine andere Möglichkeit Überlappungen zweier Abgriffe zu vermeiden, besteht darin, dass beim Sender mit jedem Codewort eine Messung zwischen Codewortende und dem vorhergehenden und dem folgenden Abgriff erfolgt. Ist die Gefahr einer Überlappung in voreilender oder nacheilender Richtung vorhanden, so werden Codewörter mit den kleinsten oder grössten Periodendauern zwischengeschaltet. In den Fig. 29a und 29b sind solche dargestellt. Durch Zeilenspeicherung kann man dies umgehen.

In der Fig.19 hat ein Codeelement 6 verschiedene Stufen und 2 Stellen das Codewort, infolgedessen sind 6 hoch 2 Kombinationen möglich, also 36 Kombinationen. Mit 32 Kombinationen erhält man 5 bit. In der Fig.21b kann ein Codeelement ebenfalls 6 Stufen annehmen, sodass bei 5 Stellen 6 hoch 5 = 5184 Kombinationen möglich sind, also mindestens 12 bit. Bei 12 bit erhält man 4096 Kombinationen.

In der Fig.22 wird die PAM für den Ton im TSO-Glied erzeugt und jeweils z.B. halbzellenweise an 6c gelegt. Die Anschlüsse 6c und 6d sind nicht erforderlich, wenn der Ton und die sonstigen Signale in die Austastzeit gelegt werden, sodass dann der Konzertator K1 diese Aufgaben übernimmt.

Mit Hilfe der Fig.21,22 und 23 sollte gezeigt werden, wie man z.B. den Codemultiplex auch beim Fernsehen anwenden kann. Die Übertragungsfrequenz kann natürlich wesentlich verkleinert werden, wenn man mehr Amplituden und/oder Phasenstufen vorsieht. Man kann auch zusätzlich mit verschiedenen Trägern, wie z.B. in der Patentanmeldung P 32 29 139.6 Fig.9 vorgesehen, oder mit verschiedenen Stromwegen kombinieren. So kann man z.B. in Fig.28 mit 8 KHz einen 64 Kbit Sprachkanal übertragen, und zwar mit einem Binärcode. 2 Stellen werden jeweils durch die beiden Halbwellen eines 8 KHz Wechselstromes markiert, 2 weitere Stellen durch die 2 Halbwellen eines Wechselstromes, der um 90 Grad phasenverschoben ist. Diese beiden Wechselströme werden summiert und als ein Wechselstrom über den einen Stromweg übertragen. Dasselbe erfolgt über einen 2. Stromweg, sodass das Codewort 8-stellig und 2-stufig ist, sodass man 256 Kombinationen erhält. Auf der Empfangsseite wird nach der Auswertung der Halbwellen und natürlich Zwischenspeicherung eine Dekodierung vorgenommen. Die Codierung kann auch duobinär erfolgen.

Eine weitere Methode, insbesondere analoge Signale wie Sprache, Töne, das Luminanzsignal beim Fernsehen, die Farbsignale beim Fernsehen, Fernwirkwerte, frequenzmoduliert zu übertragen und zwar mit weniger Bandbreite, besteht darin mit Hilfe der Pulsdauermodulation PDM die Grösse der PAM-Impulse und PDM Impulslängen umzuwandeln. Diese PDM-Impulse können dann in Wechselstromimpulse z.B. nach dem Verfahren der Fig.7 umgewandelt werden. Die Impulse werden dann durch die Halbwellen bzw. Perioden eines Wechselstromes gebildet, wobei die Periodendauern bzw. Halbperiodendauern der Halbwellen bzw. Perioden gleich der Länge der PDM-Impulse werden.

Das Spektrum der bisher verwendeten frequenzmodulierten Schwingung enthält oberhalb und unterhalb des Trägers eine grosse Anzahl von

Seitenschwingungen, sodass ein sehr breites Band bei der Übertragung erforderlich ist. Die benötigte Bandbreite ist dabei grösser als der doppelte Frequenzhub. Bei der erfindungsgemässen Schaltung können überwiegend digitale Schaltmittel verwendet werden, sodass eine preiswerte Herstellung möglich ist

Nachstehend wird nun die Methode an Hand von Zeichnungen näher erläutert. Zuerst werden bekannte Schaltungen nochmals erläutert, die u.a. bei der Erzeugung notwendig sind (Europäische Patentanmeldung 0 284 019). 2 Ausführungsbeispiele der Erfindung werden nachstehend beschrieben. Zuerst werden die Prinzipien der beiden Ausführungen zusammengefasst. Die Information wird einmal pulsamplitudenmoduliert und in der Folge mit Hilfe des Äquidistanzverfahrens in pulsdauern umgewandelt, oder aber die Information wird unmittelbar mit Hilfe des Sägezahnverfahrens in Pulsdauern codiert. Diese Pulsdauern werden dann in Verbindung mit den Pausen zwischen den Pulsdauern zu Rechteckimpulsen und in der Folge mit Hilfe von Filtern zu sinusförmigen Codierwechselströmen umgewandelt. Die Umformung der Pulsdauern und Pausen erfolgt mit Hilfe von Zählgliedern in Verbindung mit elektronischen Schaltern. Die Pulsdauer entspricht dann der Dauer einer Halbperiode bzw. Periode des Codierwechselstromes. Ist die Pulsdauer klein, ist die Frequenz der Halbwelle bzw. Periode beim Codierwechselstromes hoch, ist die Pulsdauer gross, so ist die Frequenz der Halbwelle bzw. Periode beim Codierwechselstrom klein. Auf der Empfangsseite erfolgt die Auswertung beispielsweise durch Abmessung der Halb- bzw. Periodendauern. Hier liegt also gleichzeitig eine Frequenz- und Phasenmodulation vor.

Bei der 2. Ausführungsform werden der Pulsdauerimpuls, in Fig 32 PD1, PD2 und die Pause zwischen den Pulsdauern (Fig 32,P) - die Pulsdauer und die Pause entspricht z.B. jeweils dem Abstand zwischen 2 Abgriffen, in Fig 30a mit  $t_p$  bezeichnet - einem elektronischen Relais zugeführt, in dem dann bipolare Rechteckimpulse erzeugt werden. Mit Hilfe von Filtern wird dann der frequenzmodulierte Codierwechselstrom erzeugt.

In der Fig.7 ist dargestellt wie mit Hilfe eines Zählgliedes Z in Verbindung mit der Frequenz der Fortschalte- bzw. Messimpulse, die im Oszillator Osc erzeugt werden, die Zeit eines Pulses bestimmt wird. Der jeweilige Ausgang des Zählgliedes markiert dann die Zeit. Dieser wird dann in Verbindung mit Gattern für die Steuerung eines elektronischen Relais ER vorgesehen. Dieses erzeugt dann bipolare Rechteckimpulse.

Die Funktion ist im Einzelnen folgende. Im Oszillator Osc werden die Fortschalte- bzw. Messimpulse für das Zählglied Z erzeugt. Diese gelangen über das Gatter G1 auf das Zählglied Z, solange

das Beginnzeichen an B vorhanden ist. Im Beispiel werden nur die Ausgänge Z1 und Z2 des Zählgliedes benötigt. Diese Ausgänge liegen an den Gattern G2 und G3. Soll die Halbperiode des Rechteckimpulses J die Grösse der Summe der Messimpulse bis Z1 haben, wird vom Codierer Cod aus an g3 h-Potential gelegt, sodass beim Erreichen des Ausgangs Z1 am Ausgang von G3 ein Potentialwechsel stattfindet, der das elektronische Relais ER veranlasst den Rechteckimpuls zu beenden. War dies ein positiver Impuls, so wird der nächste Impuls negativ. Das Zählglied wird dann in dieser Stellung wieder zurückgeschaltet. Am Ausgang z2 ist hierfür das Gatter G4 vorgesehen. Vom Codierer aus kann auch über fA die Oszillatorfrequenz vergrössert oder verkleinert werden, sodass man z.B. mit den jeweiligen Ausgängen verschiedene Zeiten markieren könnte. Vom Codierer Cod geht auch eine Verbindung A zu ER, mit der man verschiedene Impulsgrössen J steuern kann.

Die Rechteckimpulse werden über einen Tiefpass TP, den Übertrager Ü und Filter Fi als sinusförmiger Codierwechselstrom auf die Leitung gegeben. Die Halb- bzw. Periode des Codierwechselstromes ist dieselbe wie die des Rechteckimpulses. Das Prinzip der Umwandlung der Rechteckimpulse in einen sinusförmigen Wechselstrom ist in der Fig.3 dargestellt. Werden z.B. Rechteckimpulse mit der Frequenz 1 MHz mit einem Tiefpass 5,5 MHz bandbegrenzt, so erhält man, wie in der Fig.3c dargestellt ist, noch ziemlich steile Flanken. In der Fig.3b wurde ein Tiefpass von 3,5 MHz eingesetzt, man sieht, dass hier die Flankensteilheit schon merklich nachgelassen hat. In der Fig.3a ist ein Tiefpass von 1,5 MHz eingeschaltet, beim Empfänger hat man hier einen sinusähnlichen Wechselstrom. Die Periodendauern sind dabei die gleichen wie die der Rechteckimpulse, d.h. man kann die Periodendauern als Mass für die Frequenzen bzw. Phasen hernehmen. In der Fig.7 wurde dieses Prinzip bei der Umwandlung der Rechteckimpulse J in einen Codierwechselstrom mit Hilfe des Tiefpasses TP angewendet.

In der Fig.4 sind Rechteckimpulse verschiedener Periodendauern aufgezeichnet, und zwar durch die Frequenzen ausgedrückt  $f_1$  und  $f_2$ . Diese Rechteckimpulse haben gegeneinander verschiedene Phasenverschiebungen bzw. verschiedene Frequenzen. Man sieht hieraus, dass man durch Änderung der Periodendauern Phasensprünge bzw. Frequenzsprünge hervorrufen kann, sodass man hierdurch auch eine Frequenzmodulation erhält. In der Fig.5 erfolgt solch ein Phasen- bzw. Frequenzsprung stufenweise. Damit wird erreicht, dass die Bandbreite klein wird. Wie aus der Fig.6 hervorgeht, erhält man bei Phasensprüngen von 5 Grad je 180 Grad bei 4 Phasensprungstufen eine Gesamtphasenverschiebung von 40 Grad.

In der Fig.30a sind PAM-codierte Pulse von einem Signal Inf dargestellt. Diese werden mit Hilfe eines Äquidistanzverfahren in Pulsdauerimpulse, wie in der Fig.30b gezeigt ist, umgewandelt. Der Abstand der PAM-Impulse (Fig.30a tp) zueinander entspricht jeweils einer Pulsdauer PD und einer Pause P, wie in der Fig.30b dargestellt. Eine Pulsdauermodulation kann auch mit Hilfe des Sägezahnverfahrens durchgeführt werden. In den Fig.31 und 32 ist dieses Verfahren dargestellt. Die Pulsdauern sind Rechteckpulse PD1, PD2, ... Weiterhin sind bekannt die symmetrische PDM und die bipolare PDM. (siehe auch Buch "Modulationsverfahren" von Stadler 1983).

In der Fig.35 ist ein Ausführungsbeispiel gemäss der Erfindung dargestellt. Im Pulsdauermodulator PDM werden die Pulse z.B. nach Fig.30b oder 32 erzeugt, und über G5 an das Gatter G1 geführt. Am anderen Eingang des Gatters G1 liegen die Messimpulse Jm, z.B. 100 KHz Frequenz. Solange an G1 ein PD-Puls liegt, werden die Messimpulse Jm am Ausgang wirksam. Über das Potentialumkehrgatter G2 gelangen die Messimpulse an das Zählglied Z, das mit diesen Impulsen gesteuert wird. Die Zahl der Ausgänge am Zählglied entspricht z.B. dem Abstand zwischen 2 PAM-Pulsen, in Fig.30a tp. Die Abgriffsfrequenz sei 10 KHz, dann hätte das Zählglied 100.000 Ausgänge. Der Frequenzhub wird durch den grössten und kleinsten Amplitudenwert der Information Inf bestimmt, in Fig.30a mit gw und kw bezeichnet. Die Ausgänge A des Zählgliedes Z führen zu Gattern G3 und die Ausgänge der Gatter zu Gattern G4. Jeweils am anderen Eingang des Gatters G4 liegt der jeweilige PD-Impuls, der das Gatter G4 sperrt. Erst wenn der PD-Impuls nicht mehr da ist, kann auch das Ausgangspotential über G3 an G4 wirksam werden. ER erhält nun über G4 ein Potentialwechselkennzeichen für den nächsten Rechteckimpuls. Der Beginn des Rechteckimpulses wird durch den jeweiligen PD-Puls markiert. Der nächste Rechteckimpuls wird durch die Pause P (Fig.30b P) bestimmt. Von ER wird über P ein Potential an Gatter 5 gelegt, damit am Gatter G1 die Messimpulse Jm wieder durchlässig werden. Das Zählglied Z wird nun bis zum Ausgang Gatter G6 geschaltet. Wenn der nächste PD-Puls wieder kommt wird G6 wirksam und über R wird das Zählglied wieder in die Ausgangsstellung geschaltet. Am Ausgang von ER sind dann Rechteckimpulse RJ der Grösse der Halbperioden wie die der PD-Pulse und der Pausen P. Im Filter Fi werden die Rechteckimpulse zu sinusförmigen Halbwellen fmo, damit ist die Information frequenzmoduliert. Die Halbperioden der Nutzsignalmodulationsfrequenzen bewegen sich dann zwischen den Halbperiodendauern am Zählglied mit kw und gw gekennzeichnet. In Fig.33 ist z.B. kw = 15 KHz, die Mittenfrequenz 10 KHz und in

Fig. 34  $g_w = 75$  KHz. Im Beispiel können sich die Pulsdauern um die Hälfte ändern, dies ist eine Dimensionierungsache der Pulsdauermodulations-schaltungen. Die Halbwellen der Pausen haben in der Fig. 33 eine kleinste Frequenz von 7,5 KHz und in Fig.34 eine grösste Frequenz von 15 KHz. Die Amplituden der Halbwellen bleiben immer gleich. Die Auswertung auf der Empfangsseite erfolgt durch Abmessung der Halbperiodendauern. Eine Synchronisierung ist nicht erforderlich, da die Null-durchgänge einer Periode bei einer Codierung mit Hilfe einer PAM zugleich die Abgriffe codieren, es müssen also lediglich die positiven Halbwellen in PAM-Pulse umgewandelt werden. Die PAM-Pulse sind dann auf der Empfangsseite um eine periode nacheilend.

Die Redundanz der Pausen in der Fig.35 kann vermieden werden, wenn man z.B. die PAM-Pulse speichert und nach jeder PD-Codierung den nächsten PAM-Puls abruf. Beim Empfänger ist allerdings dann eine Synchronisierung erforderlich. Bei Verwendung der PAM auf der Sendeseite müsste die Abgriffsfrequenz von Zeit zu Zeit synchronisiert werden. In Fig. 36 ist die Prinzipschaltung einer solchen Schaltung auf der Sendeseite dargestellt. Die PAM-Pulse werden im Speicher Sp gespeichert. Von ER kommt über AR der Abruf des nächsten Impulses. Vorbereitend war schon der nächste Impuls als PDM-Impuls im Speicher Sp1 gespeichert. Damit wird nun über das Steuerorgan St das Zählglied Z gesteuert und auf einen entsprechenden Ausgang eingestellt. Von ER wurde auch über R das Zählglied wieder in die Ausgangsstellung gebracht. Am Steuerorgan liegen auch die Steuerimpulse Jm. Mit dem Abruf des PDM-Impulses wird auch vom Speicher Sp ein PAM-Impuls zum Pulsdauermodulator gegeben und in diesem als PDM-Impuls solange gespeichert, bis der Sp1 Speicher wieder frei ist. Zweckmässig wird man 2 Sp1 Speicher vorsehen, die dann abwechselnd an das Steuergerät nach jedem Abruf von ER gelegt werden. Am Ende des PDM-Impulses wird über das Zählglied Z, G1, G2 ein Impuls-Endekriterium an ER gegeben. Der von ER erzeugte Rechteckimpuls PD wird auf den nächsten umgepolt, über R das Zählglied zurückgeschaltet und über AR der Abruf des näch-

In der Fig.39 sind 4 Kanäle dargestellt mit einer Halbwellenencodierung mit den Kennzuständen grosser und kleiner Amplitudenwert. Für alle 4 Kanäle ist die Frequenz die gleiche. Diese 4 Kanäle werden für die Codierung der Farbfernsehsignale vorgesehen. 8 bit sind für das Y-Signal (Luminanzsignal) und zwar je 4 bit beim Kanal a und b. je 2 bit in den Kanälen a und b sind für Ton

und sonstige Signale T+S vorgesehen. Der Kanal c ist für die Codierung des rot-Signales und der Kanal d für die Codierung des blau-Signals mit je 6 bit vorhanden. Je 2 Kanäle werden dann entsprechend der Fig. 11 Vektor I, (k1, k2) mit den Codierungen I, (II), IV, (III) zusammengefasst, sodass ein Summenwechselstrom entsprechend der Fig.9 zustandekommt. Die Phasenlage der beiden Summenwechselströme wird dann auf 0 Grad und 90 Grad festgelegt. Diese beide Summenwechselströme kann man nun auf der Basis der Quadraturamplitudenmodulation übertragen, sodass für die Übertragung aller Farbfernseh- und sonstigen Signale ein schmales Band benötigt wird. Als doppelte QAM übertragen, d.h. Kanal a+b quadraturamplitudenmoduliert und die Kanäle c+d quadraturamplitudenmoduliert, wobei die Kanäle zueinander  $0^\circ, 90^\circ, 90^\circ$  und  $180^\circ$  Phasenlage aufweisen und deren Summenwechselströme  $45^\circ$  und  $135^\circ$  Phasenlage haben, und dass die beiden Summenwechselströme wieder quadraturamplitudenmoduliert werden, ist die Auswertung schwieriger, wie auch aus der Fig.11 ersichtlich ist (bei einmaliger QAM entstehen die Vektoren I, II und III).

Man kann die 4 Kanäle bzw. ihre binäre Werte auch codemultiplex übertragen. In der Fig.40 sind die Binärwerte der 4 Kanäle nochmals dargestellt. Entsprechend der Fig.41 sollen jeweils 2 Reihen der Fig.40 zu 8 bit zusammengefasst werden. In der Fig.39 sei 6 MHz die Frequenz der Wechselströme, für die Codierung sind dann 18 MHz erforderlich. Verwendet man in der Fig.41 eine duobinäre Codierung entsprechend der Fig. 62 mit den Halbwellen als Codeelemente, so würde man zwar gegenüber der Fig.39 an Bandbreite etwas gewinnen, aber die Frequenz wäre 3mal so hoch. Fasst man die Reihen 1,2,3 und 4,5,6, also 12 bit jeweils zusammen bei diesem duobinären Code, so ist für eine Reihe 1,2,3 ein 3-stufiges Codewort mit 8 Stellen erforderlich. 8 Stellen bedeuten 4 Perioden, Es wären also eine Frequenz von  $2 \times 24$  MHz erforderlich, also auch für diesen Zweck zu hoch. In der Fig.45 ist ein 4-stufiges Codeelement dargestellt. bei 4 Stellen ergibt dies 256 Möglichkeiten. Eine Codierung nach Fig.41 ergäbe eine Frequenzreduzierung auf 36 MHz. In der Fig.63 ist ein 6 stufiges Codeelement dargestellt. Um 3 Reihen der Fig.40 seriell zu codieren, also 12 bit, wären hier 5 Stellen erforderlich. Es wären also noch 30 MHz erforderlich. Ausser den 3 Amplitudenstufen sind noch zwei Phasenstufen bzw. Periodendauern vorgesehen. In der Fig.46 sind 3 Amplituden und 3 Phasenstufen dargestellt. Werden aus der Anordnung der Fig.40 2 Reihen mit je 12 bit gebildet, sind für jede Reihe 3 Stellen erforderlich, für beide Reihen also 6 Stellen, d.h. es ist eine Frequenz von 18 MHz notwendig.

In der Fig.43 sind die Farbfernsehsignale an-

derst angeordnet. 8 bit für einen Y-Abgriff (Luminanz, Bildpunkt B) sind seriell zu je 4 bit, die Farben rot oder blau seriell je 3 bit in den Reihen III + IV. Das jeweils 4. bit in den Reihen 3 und 4 ist für Ton- und andere Zwecke vorgesehen. Die Farbe rot oder blau kommt jeweils bei jedem 2. Y-Signal, d.h. diese wechseln sich laufend ab. Werden die senkrechten Reihen 1/2 und 3/4, wie in der Fig. 44 dargestellt, zusammengefasst, so ergeben sich bei einer Codierung günstigere Verhältnisse. Bei 4 Stufen sind 3 Stellen erforderlich, es ist dann eine Frequenz von 18 MHz erforderlich. Werden die Reihen 1/2 und 3/4 parallel angeordnet, also 16 bit, so sind bei einer Codierung nach Fig. 46 4 Stellen erforderlich, also 12 MHz Frequenz. Die doppelte QAM der Fig. 39 kann, um noch mehr Sicherheit bei der Übertragung zu haben, frequenzmoduliert übertragen werden. Der Summenwechselstrom hat nur kleine Frequenzänderungen, sodass, wie aus der Fig. 64 hervorgeht, die frequenzmodulierte Schwingung doch schmalbandig übertragen werden kann. Aus dieser Fig. geht hervor, dass die Halbperiodendauer  $T/2$  bei einer Frequenzerhöhung sehr klein wird, dass also die Frequenz stark zunimmt. Bei einer Modulationsfrequenz  $Mf$  und einer Amplitude  $u$  ist die Halbperiodendauer  $T/2$ , bei doppelter Amplitude  $2u$  ist die Halbperiodendauer kleiner, während bei zusätzlich doppelter Frequenz  $2Mf$  sich die Halbperiodendauer wesentlich verkleinert.

In der Fig. 47 ist eine Übersicht über einen Fernsehsender dargestellt, bei der die in den Fig. 40, 41, 43 und 44 erläuterten Codes verwendet werden. Vom Multiplexer (nicht eingezeichnet) kommen die analog abgegriffenen Signale in den Analogspeicher ASp und von dort werden die Probenentnahmen an einen oder mehrere Analog/Digitalwandler weitergegeben. Die digitalisierten Signale werden dann im Digitalspeicher DSP gespeichert und in der Folge dem Ordner zugeführt. In diesem werden sie entsprechend den Fig. 40, 41, 43 oder 44 geordnet. So geordnet werden sie dem Codierer zugeführt. Entsprechend dem vorbestimmten Code z.B. nach Fig. 45 oder 46 oder 62 oder 63 codiert und dem Modulator MO zugeführt. Vom Oszillator wird der Sendewechselstrom dem Modulator zugeführt und der modulierte Sendewechselstrom über nicht eingezeichnete Verstärkerstufen und dem Endverstärker zur Antenne gegeben. Eine Übersicht vom Empfänger für die Auswertung der codierten Signale ist in der Fig. 48 dargestellt. Der Sendewechselstrom kommt über die Empfangsantenne E in die Stufen Abstimmkreis/Verstärker, Mischstufe/Oszillator Mi/Osc, über den Zwischenfrequenzverstärker ZF zur Demodulationsstufe - der Eingang ist wie ein Überlagerungsempfänger beim Rundfunkempfang geschaltet -, am Ausgang des Demodulators ist der

Codewechselstrom vorhanden. Dieser wird in den Decodierer geschaltet. Die im Sendemultiplexer abgegriffenen Signale werden hier wieder erhalten, wie das Y, r-y, b-y, Ton und sonstigen Signale S und den verschiedenen Schaltungen zugeführt.

In den Fig. 50 und 51 sind analoge Codierungen der Farbfernsehsignale dargestellt. In der Fig. 50 ist ein Wechselstrom gleicher Frequenz als Codewechselstrom vorgesehen. Die Amplituden der Halbwellen sind die Codeelemente. Die Abgriffsfolge ist y, r, y, bl, y, T + S usw. Die Übertragung dieser analog codierten Signale erfolgt auf der Basis der Frequenzmodulation, sodass man ein schmales Band - nur eine Frequenz Fig. 64 - und auch eine Übertragungssicherheit erhält.

In der Fig. 51 wird ebenfalls ein Analogcode vorgesehen. Es ist eine Phasencodierung. Der Analogcode ist durch verschieden grosse Halbperiodendauern gegeben. Die Amplituden der Halbwellen haben dabei immer dieselbe Grösse, es ist eine Art Frequenz- und Phasenmodulation. Die einzelnen Signale sind wieder seriell angeordnet, im Beispiel y, r, y, bl, y, T + S. Die Übertragung erfolgt bei einer Abgriffsfrequenz des Y-Signales mit 6 MHz mit 6 MHz. Erfolgt ein Multiplexabgriff aller Signale, also auch des r, bl und T + S Signale, so ist eine Abgriffsfrequenz von 12 MHz erforderlich.

In der Fig. 52 ist eine Codierung entsprechend der Fig. 51 vorgesehen, lediglich die Ton und sonstigen Signale T + S werden durch einen überlagerten Amplitudencode codiert. Es ist ein Binärcode mit einer grossen und einer kleinen Amplitude. Die Werte des Y und der r + bl-Signale sind durch die Halbperiodendauern festgelegt. Synchron mit dem PDM-Impuls wird dann z.B. an das ER-Relais der Fig. 36 der jeweilige Amplitudenwert gegeben in dem dann ein Rechteckimpuls mit kleiner oder grosser Spannung erzeugt wird. Die Amplitudencodeelemente können z.B. mehreren Kanälen, wie Ton Stereo usw. zugeordnet sein. In der Fig. 55 sind die 4 Halbwellencodeelemente 4 verschiedenen Kanälen zugeordnet.

Eine Auswertung der PDM, PPM oder PFM-Impulse mit den Halbperiodendauern codiert, ist aus der Fig. 59 ersichtlich. Diese erfolgt wieder mit Hilfe einer Sägezahnspannung. Beim Beginn einer Halbwellen, also beim Nulldurchgang wird der Erzeuger der Sägezahnspannung eingeschaltet, nach der Halbwellen beim nächsten Nulldurchgang wird z.B. mittels eines Feldeffekttransistors die Sägezahnspannung kurzzeitig an einen Kondensator geschaltet und in diesem gespeichert. Die Halbperiodendauer  $T/2$  ist dann gleich dem Spannungswert  $T/2$  oder analog der Grösse des Spannungswertes. Die Halbperiodendauer von 1 entspricht dem Spannungswert  $u_1$ , die von 2 dem von  $u_2$ , usw. Wurde auf der Sendeseite Sprache mit 8 KHz pulsamplitudenmoduliert, so muss auf der Emp-

fangsseite mit derselben Frequenz die Spannung  $u_1, u_2, u_3$  jeweils abgegriffen werden und zum Sprachwechselstrom umgeformt werden. Bei einem zeitmultiplexen Abgriff mehrerer Kanäle, müssen die gespeicherten Werte  $u_1, u_2, u_3, \dots$  mit derselben Frequenz des zeitmultiplexen Abgriffes wieder verteilt werden. Die Herstellung der ursprünglichen Information kann z.B. in der Weise erfolgen, indem man den ausgewerteten Code  $u_1, u_2, \dots$  nach der Kanalzuteilung treppenförmig ausbildet und dieses Treppensignal über einen Tiefpass führt. Solche Umformungen sind bekannt und es wird daher nicht näher darauf eingegangen.

Auf dieselbe Weise wie in Fig.59 die PDM-Impulse können auch PPM-Impulse decodiert werden. In der Fig.60 ist dies dargestellt. Der Abstand  $T_2$  der pulse wird mit der Sägezahnmetode wieder in PAM-Pulse umgeformt und gespeichert. Der Abstand  $T_2$  entspricht dann der Spannung  $u_1$  usw.

Bei der Übertragung von Fernsehsignalen nach dem Prinzip der Fig.36 und 38 müssen die ausgewerteten Signale auf der Empfangsseite synchron verteilt werden. In der Austastzeit müssen Synchronisierungspulse gesendet werden, damit entsprechend der Sendeseite die Abtastfrequenz auf der Empfangsseite die Verteilfrequenz festgelegt werden kann. Die Summe der vorkommenden grössten Halbperiodendauern je Zeile darf die Zeit von 54  $\mu s$  nicht überschreiten, dies ist die Zeit die für eine Zeile bei einem Bildformat 4:3 vorgesehen ist. Im Sender müssen infolgedessen die Halbperiodendauern mit abgemessen werden u.U. muss in den Zeilencode noch ein Füllcode, der z.B. die kleinsten oder grössten Periodendauern in bestimmter Folge beinhaltet. Man kann natürlich auch andere Füllcodes vorsehen. Ausserdem ist zusätzlich die Austastzeit als Füllcode noch vorzusehen. In der Fig.61 sind die kleinsten und grössten Halbperiodendauern  $k$  und  $g$  dargestellt. Solche können z.B. abwechselnd gesendet werden. Auf dieser Basis können auch mehrere Kanäle über einen Übertragungsweg zusammengefasst werden. In der Fig.56 ist ein solches Beispiel dargestellt. Mit dem Multiplexer  $Mu$  werden die Kanäle 1 bis  $n$  pulsamplitudenmässig zusammengefasst, was ja bekannt ist. Diese PAM-Proben werden im Speicher  $Sp$  gespeichert, vom PDM abgerufen und, wie bereits beschrieben, über ein Steuergerät  $St$ , an das die Steuerimpulse  $J_m$  angeschlossen sind, dem Zählglied zugeführt. Die übrigen Schaltvorgänge sind dieselben wie z.B. in der Fig.36 beschrieben. Nach dem Pulsdauermodulator PDM können die Impulse auch direkt entsprechend der Fig.38 weiter verarbeitet werden. Auf der Empfangsseite muss natürlich entsprechend der Abgriffsfrequenz des Multiplexers synchronisiert und verteilt werden.

In der Fig.57 ist eine andere Möglichkeit der

Mehrfachausnutzung eines Stromweges aufgezeigt. Um die Codewechselströme frequenzmässig trennen zu können, werden solche Steuerimpulse verwendet, dass die Frequenzbereiche der Codewechselströme einen solchen Abstand haben, dass eine einwandfreie Auswertung möglich ist, z.B. mittels Filter eine Trennung in der Empfangsstelle. In der Fig.57 ist  $Z_1$  der eine Umsetzer mit den Steuerimpulsen  $J_{m1}$  und  $Z_2$  der andere Umsetzer bzw. Zählglied mit den Steuerimpulsen  $J_{m2}$ . In der Fig.58 ist die Frequenzlage der beiden Kanäle dargestellt.  $T/2I$  und  $T/2II$  sind die kleinsten Frequenzen der beiden Kanäle. Durch den Winkelhub  $f_2$  kommt man näher an den Frequenzbereich vom Kanal  $T/2I$ . Im Beispiel ist noch ein Abstand von  $\Delta f$  vorhanden. Dieser kann so gewählt werden, dass preislich günstige Filter eingesetzt werden können.

Nachstehend werden noch einige Codes dargestellt, mit den man mit einer Frequenz Daten, im Beispiel Fernsehsignale codieren und übertragen kann. In der Fig.53 ist ein Binärcode dargestellt, bei dem als Codeelemente die Amplituden von Halbwellen mit den Kennzuständen grosser und kleiner Amplitudenwert vorgesehen werden. Mit einer Halbwellenlänge kann dann ein bit codiert werden. Für das Y-Signal sind 8 bit, für das rot und Blausignal je 6 bit und für den Ton (digitalisiert) und sonstige Signale sind 2 bit vorgesehen. Rot und blau werden abwechselnd, wie z.B. in der Fig.51 dargestellt, codiert. Bei 6 Meg Abgriffen für das Y-Signal wäre hier ein Codierwechselstrom mit 48 MHz erforderlich. In der Fig.54 ist eine duobinäre Codierung hierfür vorgesehen. Der Codierwechselstrom hat dann eine Frequenz von 27 MHz. Man kann diese Codierwechselströme wieder frequenzmoduliert übertragen, das Frequenzband wird dabei auch nicht zu breit, wie aus der Fig. 64 hervorgeht. Die Übertragungssicherheit wird dabei noch grösser. In der Fig.66 ist eine Möglichkeit aufgezeichnet, wie man ohne Modulatoren schmalbandig eine Nachricht digital übertragen kann. Jedem Codeelement wird eine Vielzahl von Perioden eines Wechselstromes einer Frequenz zugeordnet, die durch die Zeit  $Og$  bestimmt werden, also einer vorbestimmten Zahl von Perioden. Angenommen wird die Codierung erfolgt binär. Bei jedem Zustandswechsel, also 1 nach 0 oder 0 nach 1 erfolgt der Übergang kontinuierlich, in der Fig.66 mit  $\ddot{U}$  bezeichnet. Die Amplituden für die Null haben die Grösse  $A_k$  und die für die 1  $A_g$ . Kommen gleiche Werte hintereinander, so wird die Amplitudengrösse nicht geändert, bei 5 gleichen Werten würde man 5mal eine Periodenzahl von  $Og$  mit derselben Amplitude erhalten. Der Übergang zu einem anderen Kennzustand wird z.B. zur folgenden Kennzustand gerechnet, also z.B.  $\ddot{U} + O = Og$ . In der Fig.65 ist aufgezeichnet wie man seriell die Fernsehsignale digital anordnen kann.



In den Fig.53,54 und 66 sind die Frequenzbänder für die Übertragung der Fernsehsignale sehr schmal. U.u. könnte man Kanäle zwischen die einzelnen Fernsehkanäle unterbringen. In der Fig.42 ist hierfür der Träger BTz vorgesehen. Bei der Codierung nach der Fig.66 ist der Träger zugleich das Modulationssignal. Bei der Modulation des BAS-Signals mit dem Zwischenfrequenzträger 38.9 MHz wird ausser dem Filter für die Erzeugung des Restseitenband ein Saugkreis bzw. Reihenresonanzkreis in eine solche Frequenzlage gebracht, dass eine Kurve RR wie in der Fig.42 dargestellt, zustandekommt. Solch ein Reihenresonanzkreis ist leicht zu realisieren. Die Nyquistflanke dürfte durch diese Massnahme kaum beeinflusst werden.

## Ansprüche

1. Verfahren für die digitale und/oder analoge Codierung von Information eines, zweier oder mehrerer Kanäle und/oder Frequenz oder Bandbreitenreduzierung und/oder Erhöhung der Übertragungssicherheit, dadurch gekennzeichnet, dass die Übertragung von Information eines, zweier oder einer Vielzahl von Kanälen mit weniger Bandbreite als der Einzelkanal bzw. die Summe der Bandbreiten zweier bzw. einer Vielzahl von Kanälen ausmacht, in der Weise erfolgt, indem die synchron bzw. quasisynchron angeordneten Codeelemente der zu übertragenden Kanäle parallel geordnet werden (Fig.20, S1,S2,...) und so zusammen zu einem Codewort vereinigt werden und/oder dass die zu codierende digitale oder analoge Information ggf. unter Zwischenschaltung von Zwischenstufen (z.B.PAM) in PDM-Impulse umgewandelt werden, dass weiterhin Mittel vorgesehen werden, die die Werte der PDM-Impulse in die Halbperioden- bzw. Periodendauern von Halbwellen oder Perioden eines sinusförmigen oder sinusähnlichen Wechselstromes umwandeln. (Fig.35, ER, Fig. 36, ER, Fig.38 ER)

2. Verfahren zur Erzeugung einer Frequenzmodulation, dadurch gekennzeichnet, dass Mittel vorgesehen sind, die eine Information bzw. Signal (Fig.30a,Inf) in Pulsdauern umwandeln (Fig.30b,32), dass weiterhin Schaltmittel für die Abmessung der Pulsdauern, insbesondere Zählschaltmittel (Fig.35,Z) vorgesehen sind, die zugleich eine Markierung der Pulsdauern vornehmen (z.B. Fig.35,,Z,A), die Markierstromkreise sind dabei so in Verbindung mit Pulsdauerimpulsen über Gatter mit einem elektronischen Schaltmittel (Fig.35,ER) verbunden, dass der Anfang und das Ende des jeweiligen Pulsdauerimpulses ein periodisches Signal, insbesondere Rechteckimpuls, codieren, weiterhin sind solche Siebmittel vorgesehen, dass an

die Leitung nur sinusähnliche bzw. sinusförmige Wechselströme oder/und oberwellen davon gelangen (Fig.35,fmo).

3. Verfahren zur Erzeugung einer Frequenzmodulation, dadurch gekennzeichnet, dass Mittel vorgesehen werden, die eine Information bzw. ein Signal in Pulsdauern umwandeln und dass weiterhin Schaltmittel vorgesehen werden, die die Dauerimpulse in eine ununterbrochene Folge (Pd,Pd,Pd,...) oder die die Pulsdauerimpulse und die dazugehörigen Pausen (Fig.32, PD1,P, PD2) in insbesondere Rechteckimpulse umwandeln (Fig.36,38) und dass in der Folge solche Siebmittel vorgesehen werden, die diese in sinusförmige oder sinusähnliche Halbwellen bzw. Perioden zu einem Codierwechselstrom umwandeln.

4. Verfahren nach den Ansprüchen 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, dass die Pulsdauerimpulse und Pausen bzw. bei Speicherung Pulsdauerimpulse in einer ununterbrochenen Folge elektronische Schaltmittel unmittelbar so steuern (ERFig.36,38), dass die jeweilige Pulsdauer bzw. Pulsdauerpause in eine Periodendauer bzw. Halbperiodendauer von unipolaren oder bipolaren Rechteckimpulsen umgewandelt wird und dass Siebmittel vorgesehen werden, die aus den Rechteckimpulsen sinusähnliche Halbwellen bzw. Perioden in einer ununterbrochenen Folge von positiven und negativen Halbwellen machen.

5. Verfahren zur Auswertung von Abständen z.B. zwischen Pulsen oder von Halb- oder Periodendauern, dadurch gekennzeichnet, dadurch gekennzeichnet, dass beim Anfang der Abstandsmarkierung (Fig.60,1) bzw. beim Nulldurchgang der Halbperiode Mittel zur Erzeugung einer Sägezahnspannung angelassen werden und dass am Ende der Abstandsmarkierung bzw. beim 2. Nulldurchgang der Halbperiode (Fig.59) Mittel an die Sägezahnspannung geschaltet werden die eine Abmessung derselben oder dass Mittel vorgesehen werden (FET) die diese Spannung insbesondere in einem Kondensator speichern.

6. Verfahren nach den Ansprüchen 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, dass eine Mehrfachausnutzung von Stromwegen in der Weise erfolgt, indem mehrere Informationskanäle zeitmultiplex zusammengefasst werden (Fig.56) oder indem die Steuerimpulse für die Zählglieder eine solche Frequenz erhalten (Fig.57,Jm1,Jm2) dass ihre Codierwechselströme bei der Übertragung über einen Stromweg keine Überlappung erhalten.

7. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass für die Codierung ein mehrstufiger Amplitudencode (binär,duobinär usw.) und/oder ein oder mehrstufiger Phasencode und/oder ein analoger Amplituden und/oder Phasencode vorgesehen wird, der insbesondere für die Mehrfachausnutzung oder Verkleinerung der Frequenz beim Te-



lex (Fig.18,19,20) beim Fernsehen (Fig.21) bei Telex, Datenübertragung (Fig.24) bei der digitalen Sprachübertragung (Fig.28) vorgesehen wird.

8. Verfahren für das Farbfernsehen, dadurch gekennzeichnet, dass auf der Sendeseite alle Signale codemultiplex zusammengefasst werden, wobei die Farb- Ton- und sonstigen Signale codemultiplex mehreren Y-Signalen bedarfsweise zugeordnet werden können und dass die Empfangsseite wie ein Überlagerungsempfänger (Superheterodyn) ausgebildet ist wobei hinter dem Demodulator (Fig.23.DM) der Decodierer angeordnet ist mit dem zeitgerecht die decodierten Signale verteilt werden.

9. Verfahren für die Codierung der Farbfernsehsignale, dadurch gekennzeichnet, dass seriell das y-Signal, rot-Signal y-Signal, Blausignal, Y-Signal, Ton + sonstigen Signale abgegriffen werden in einer ununterbrochenen Reihenfolge, dass die PAM-Werte auf die Halbperioden- bzw. Periodendauer von Halbwellen bzw. Perioden eines Wechselstromes übertragen werden und zwar bei Amplitudengleichheit oder dass nur die Reihenfolge Y,r,Y,b vorgesehen wird und die Ton- und sonstigen Signale durch einen binären bzw. duobinären Amplitudencode (Fig.55) in der Weise codiert wird, indem jeder Halbwelle oder Periode ein dem Code entsprechender Amplitudenwert zugeordnet wird, wobei die 4 Amplitudenwerte (Fig. 52) codemultiplex verschiedenen Kanälen zugeordnet werden können.

10. Verfahren für die Codierung der Farbfernsehsignale, dadurch gekennzeichnet, dass die Fernsehsignale nur mit einer Frequenz (Fig.53,54,66) in der Weise codiert werden, indem die seriell angeordneten Codeelemente, die durch die Amplituden der Halbwellen bzw. Perioden mit den Kennwerten grosser oder kleiner Amplitudenwert oder kleiner, mittlerer und grosser Amplitudenwert gebildet werden für alle Signale vorgesehen werden oder dass der Code aus einer Vielzahl von Perioden gebildet wird mit 2 oder 3 Kenngrössen und einem kontinuierlichen Übergang zwischen den Grössen (Fig.66,Ü), wobei bedarfsweise die ser Code für die Unterbringung eines Kanals in der Lücke zwischen den herkömmlichen Kanälen vorgesehen ist (Fig.42).

11. Verfahren nach den Ansprüchen 1,7,9 und 10, dadurch gekennzeichnet, dass die Auswertung auf der Empfangsseite bis zum Decoder wie bei einem Überlagerungsempfänger erfolgt.

12. Verfahren nach den Ansprüchen 1,7,8 bis 11, dadurch gekennzeichnet, dass eine Übertragung der Fernsehsignale auf der Basis der doppeltem QAM erfolgt, wobei das y-Signal auf 2 Kanäle mit je 4 bit verteilt wird und diesen Kanälen zusätzlich je 2 bit für Ton- und sonstigen Zwecke zugeordnet wird, die Codeelemente sind die Halbwellen eines Wechselstromes mit den Kennzuständen

grosser und kleiner oder grosser, mittlerer und kleiner Amplitudenwert, die Übertragung erfolgt bedarfsweise auf der Basis der Frequenzmodulation.

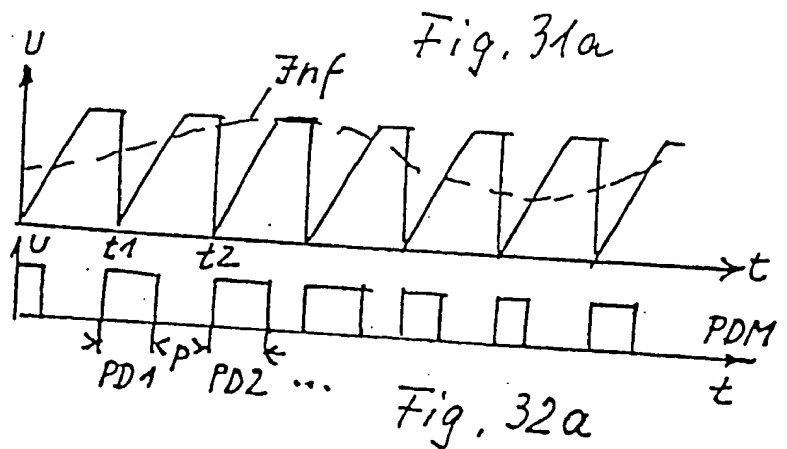
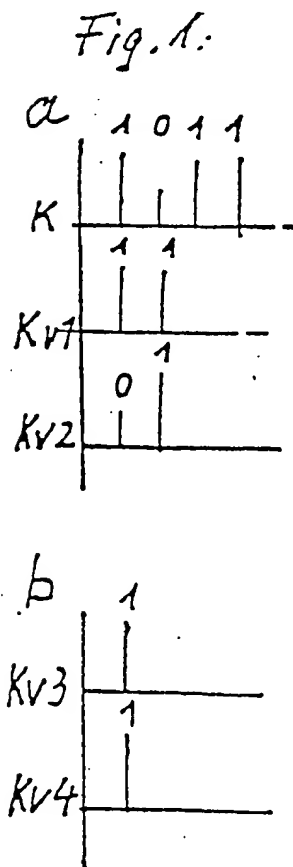
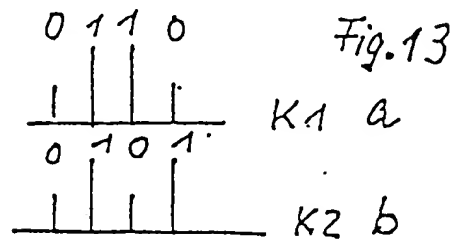
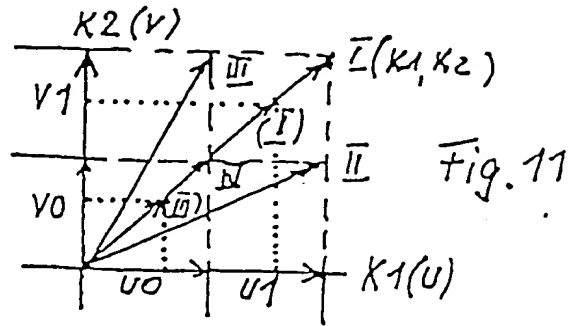
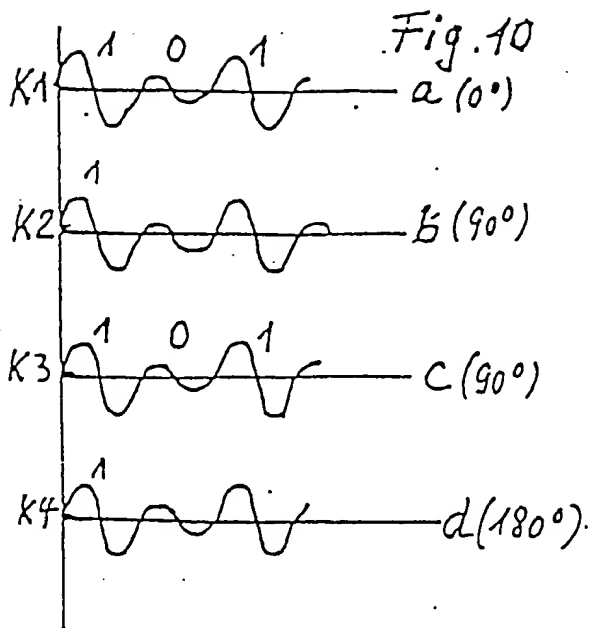


Fig. 2

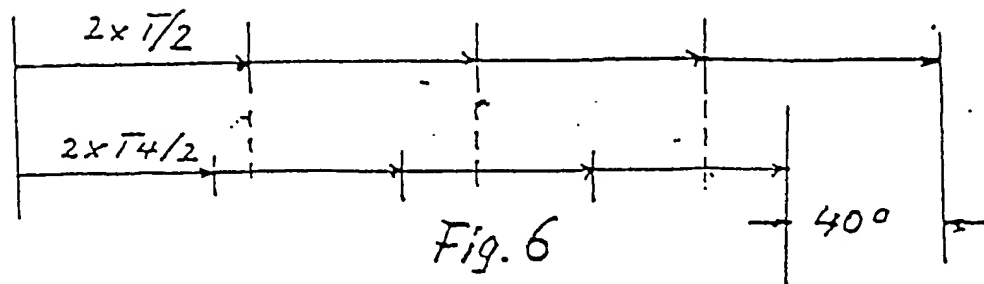
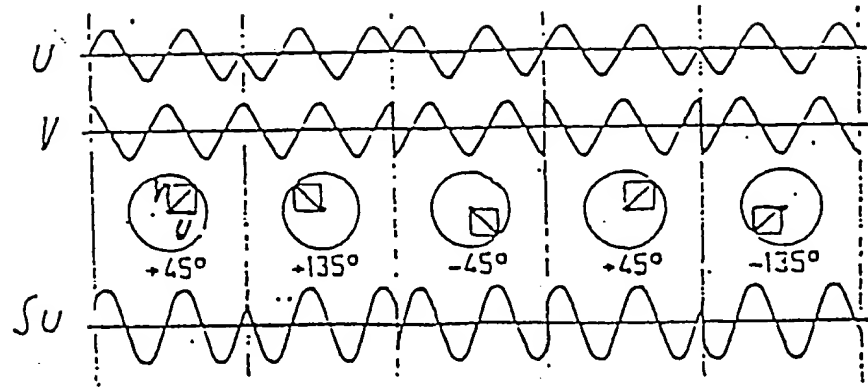


Fig. 6

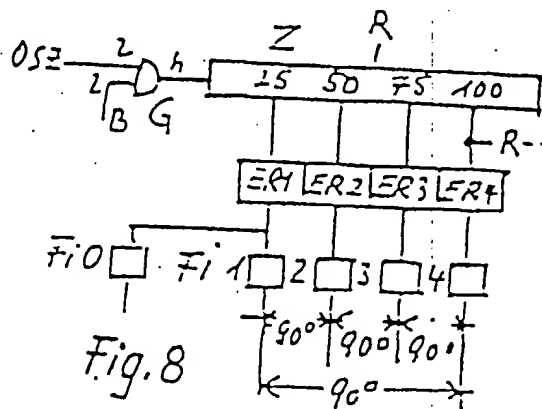
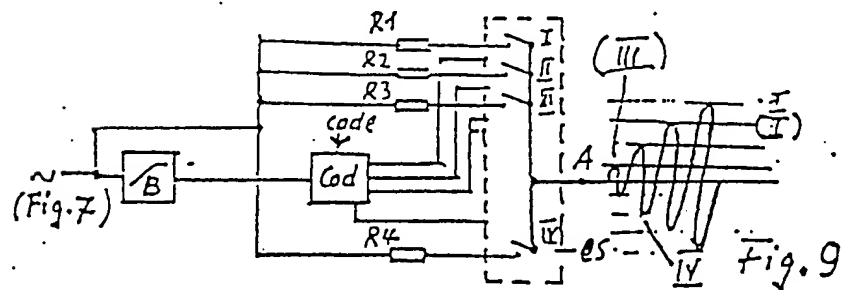
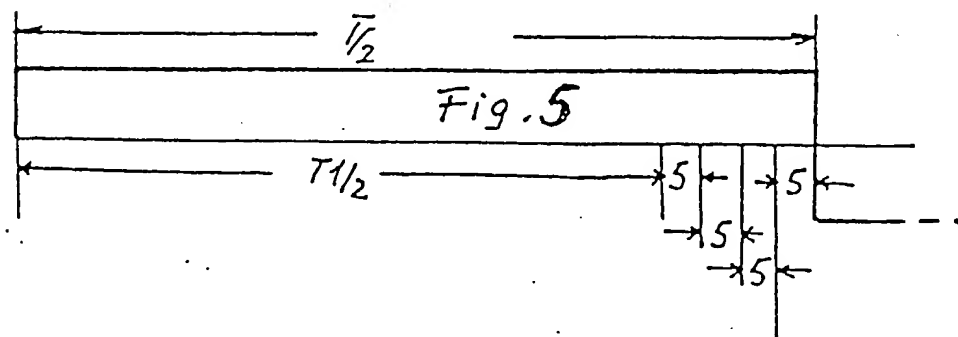
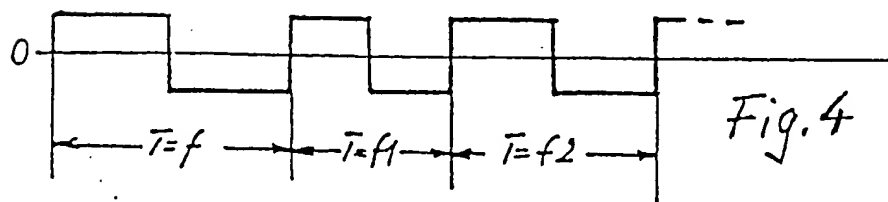
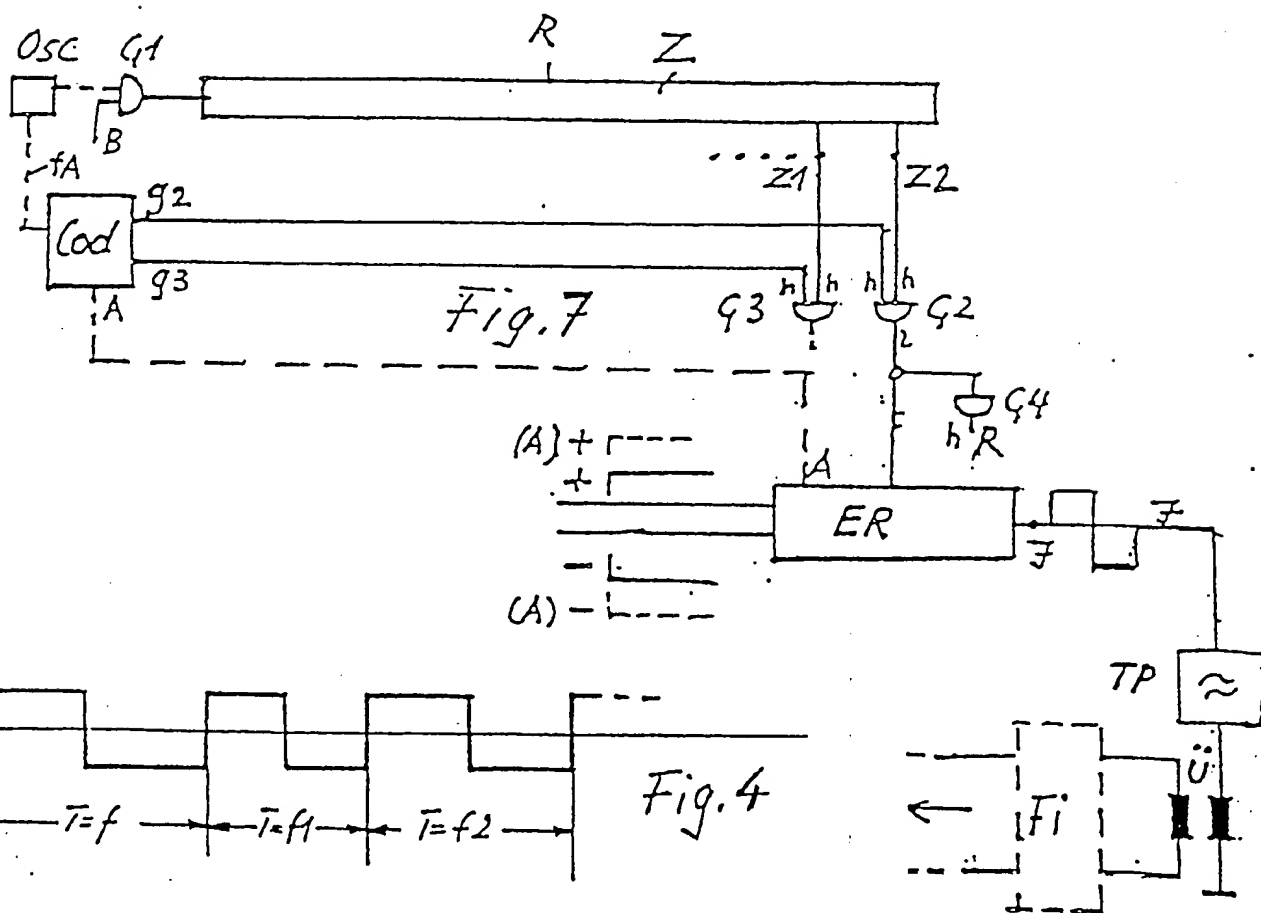
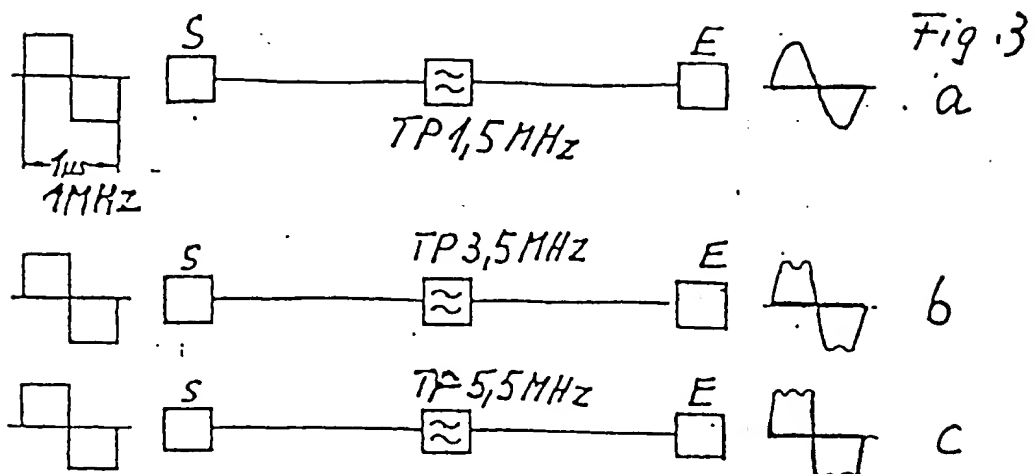
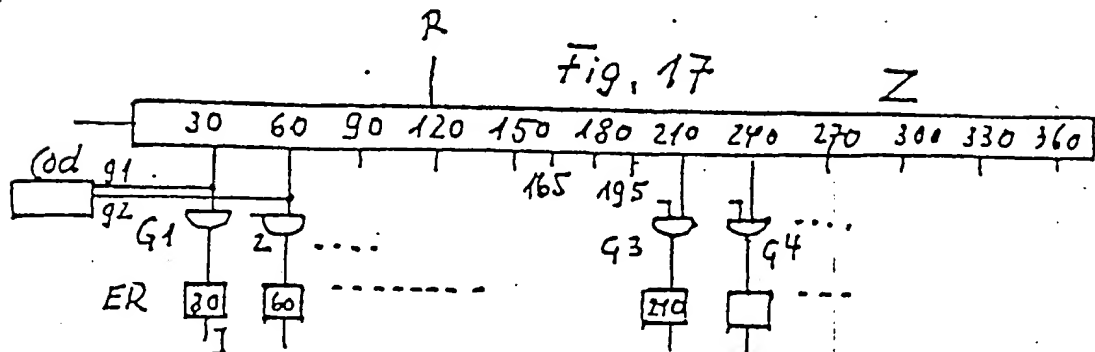
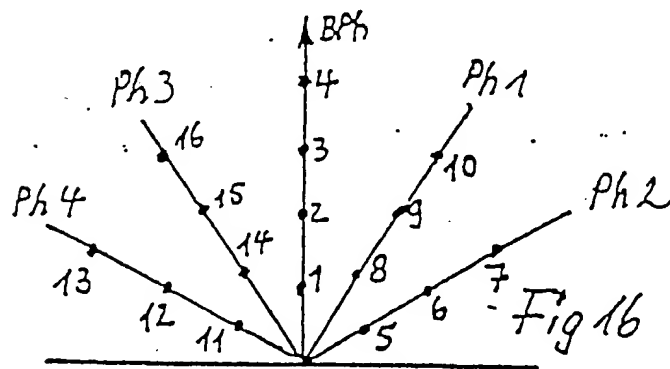
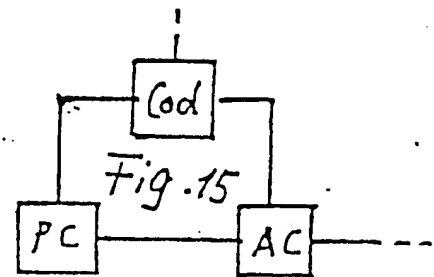
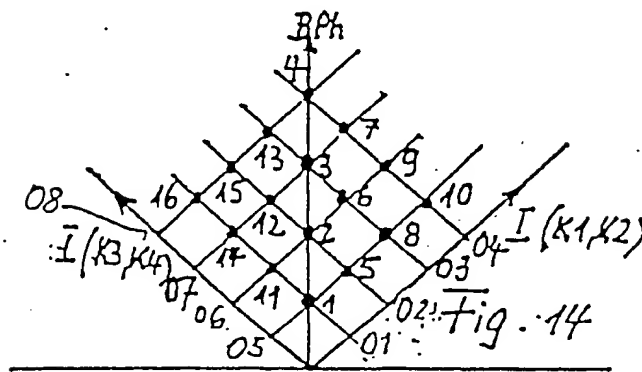
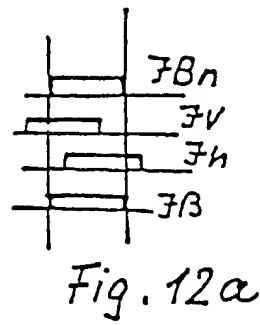
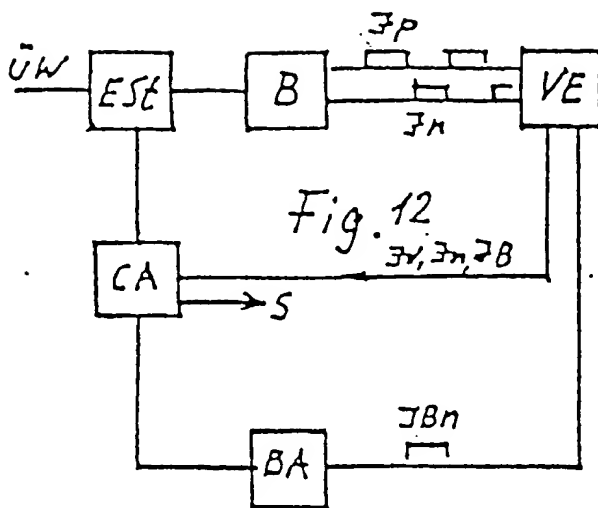


Fig. 8





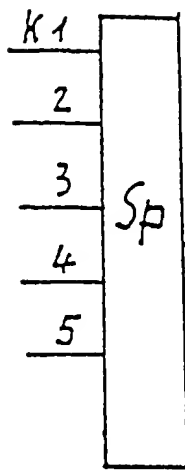


Fig. 18

Fig. 19

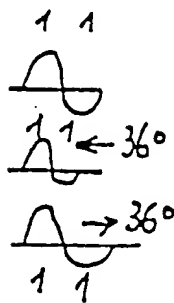
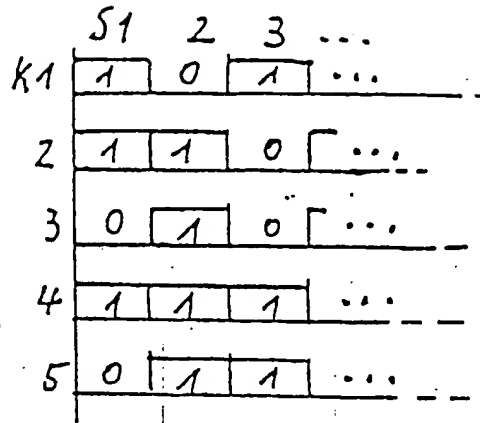


Fig. 20



$$S1 = 1-1-0-1-0$$

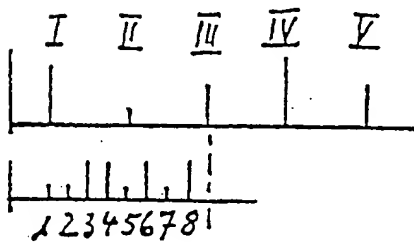


Fig. 21

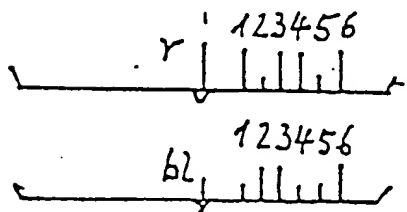


Fig. 21b

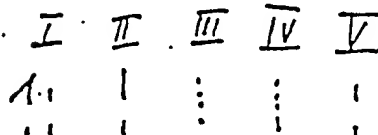
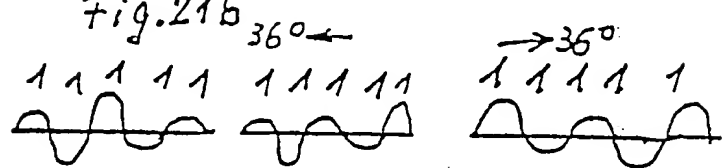
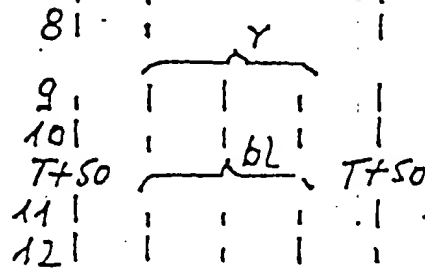
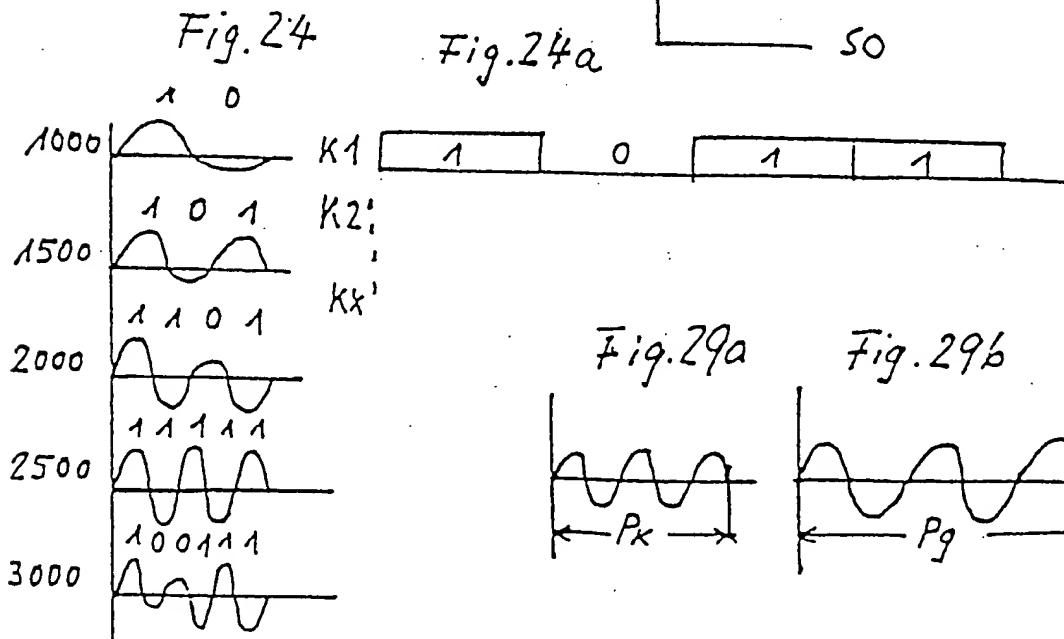
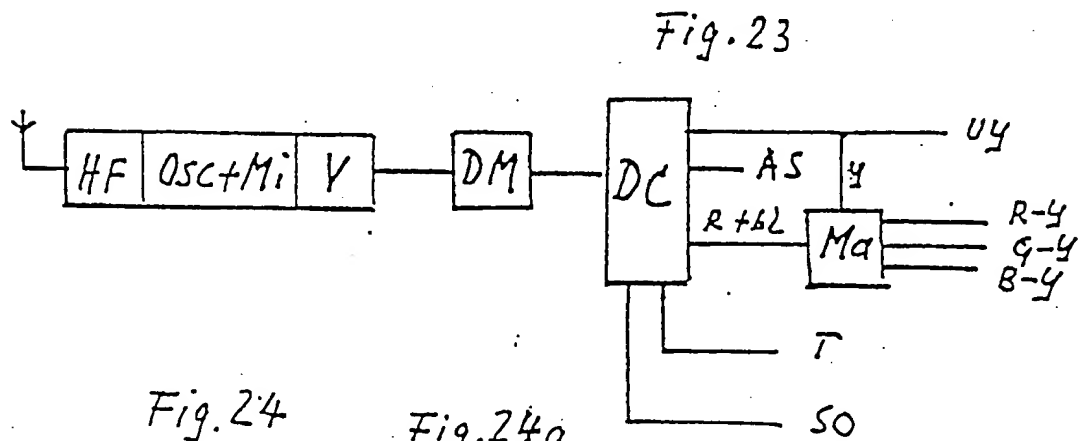
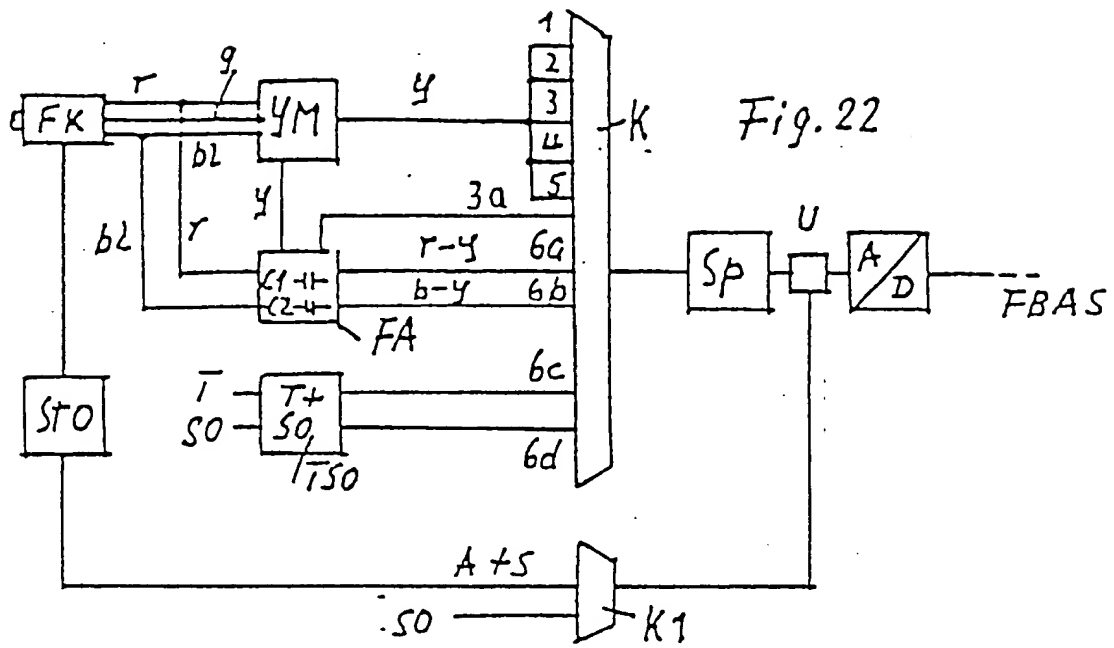


Fig. 21a







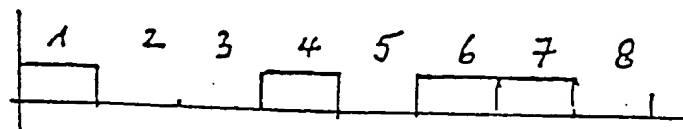
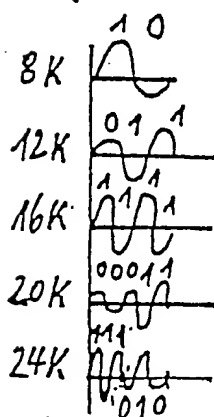
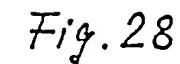
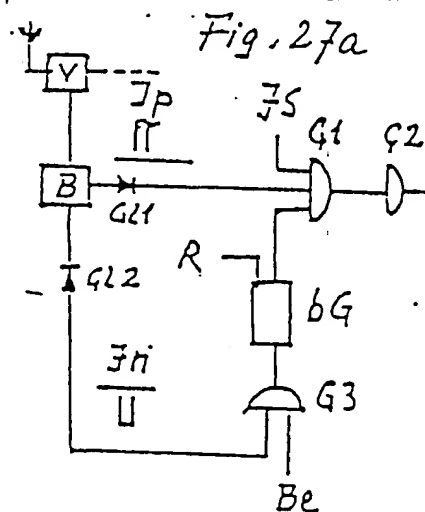
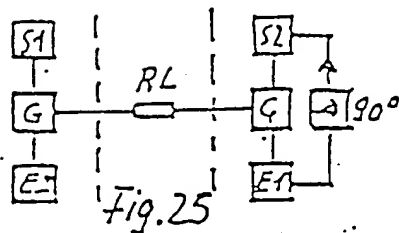
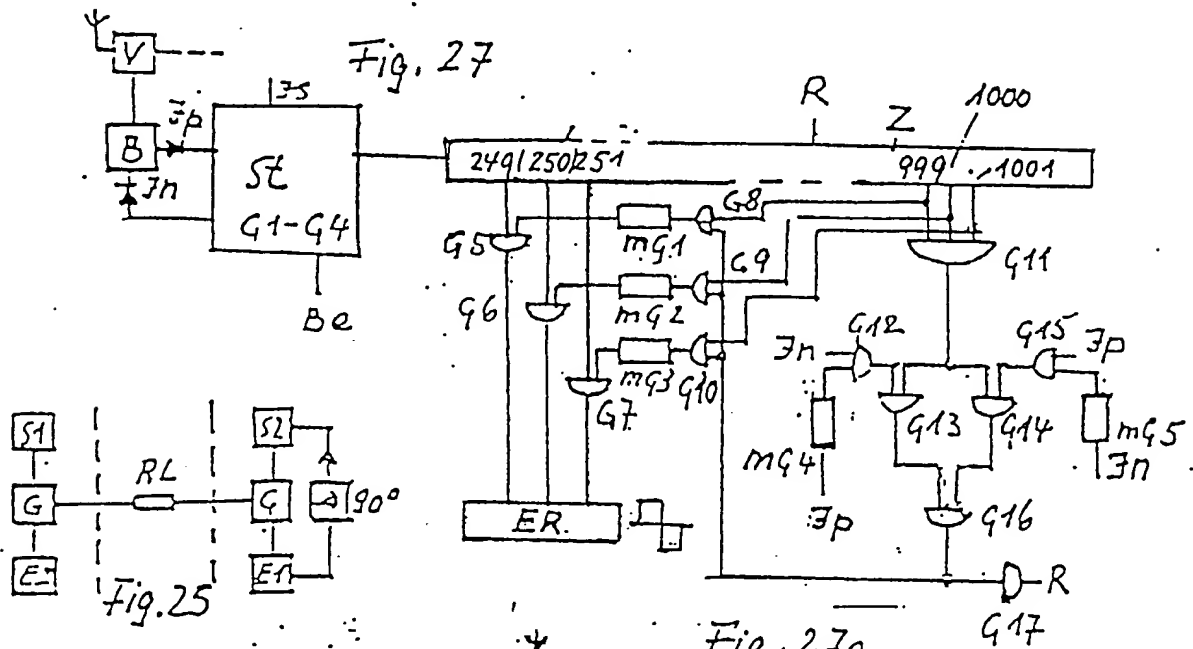
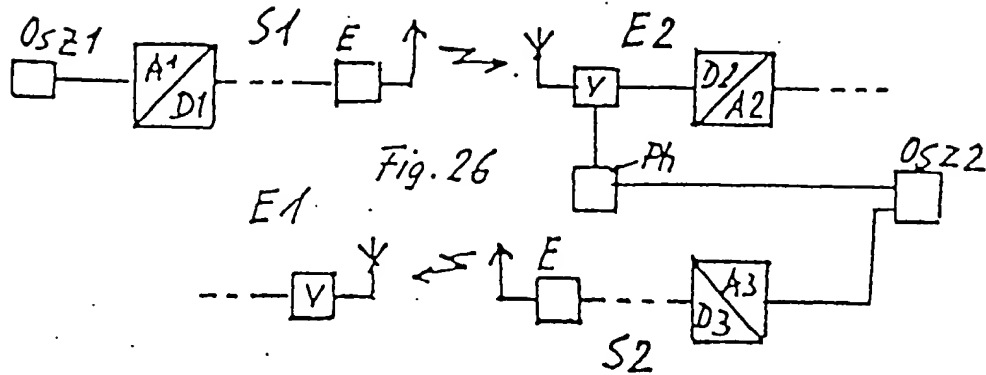


Fig. 28a

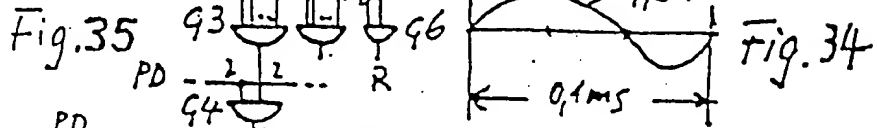
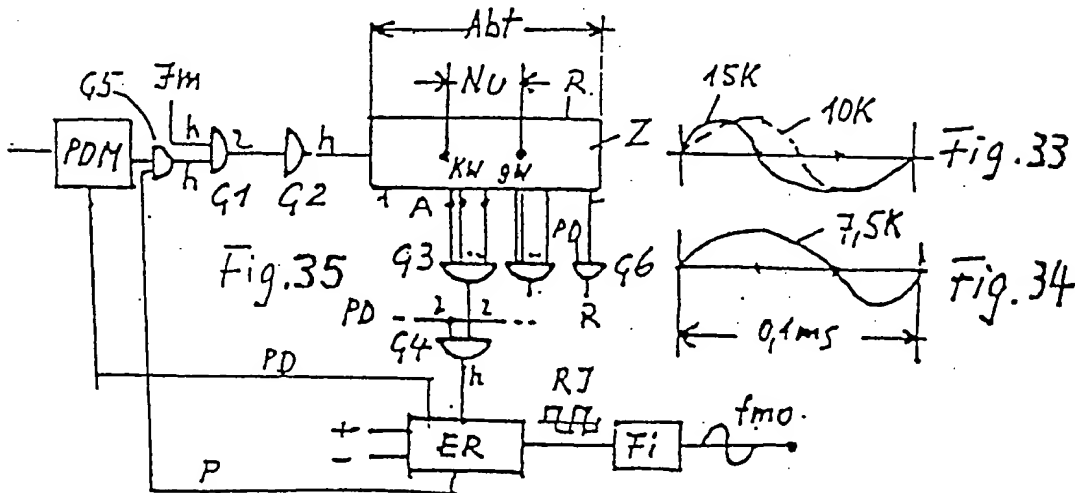
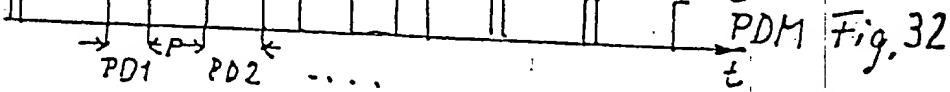
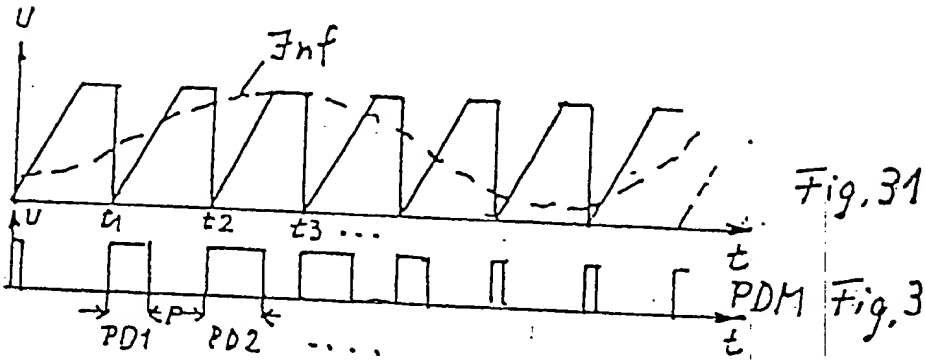
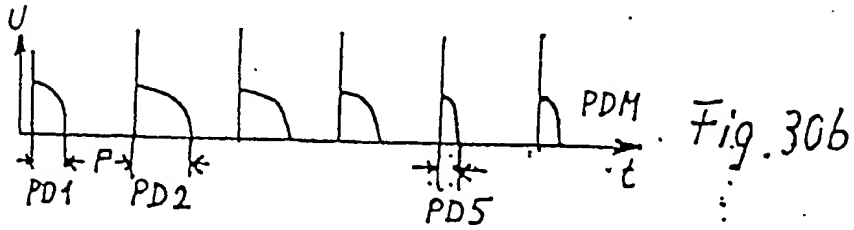
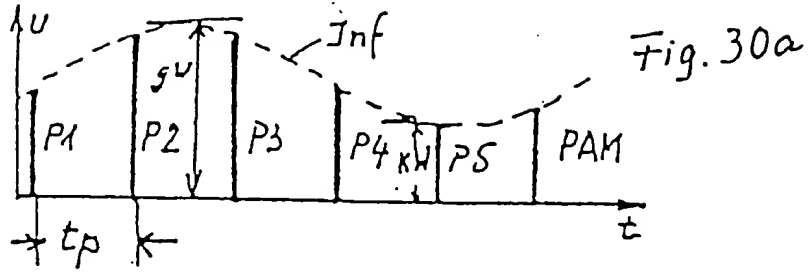
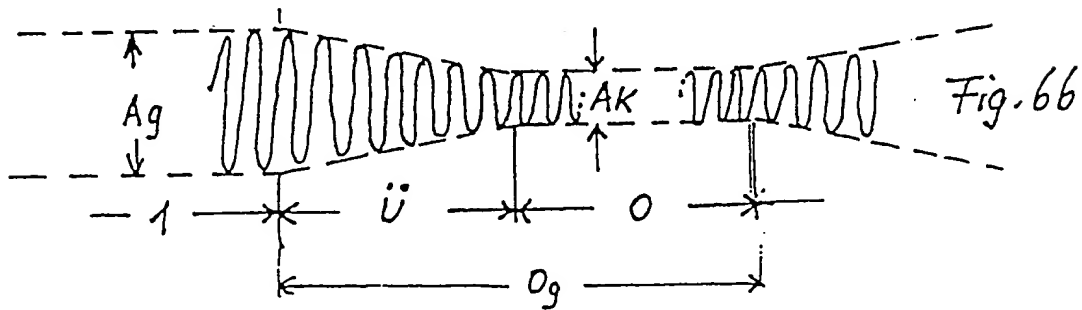
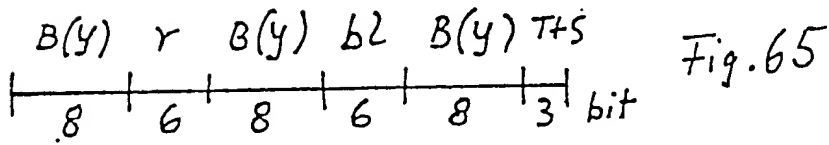
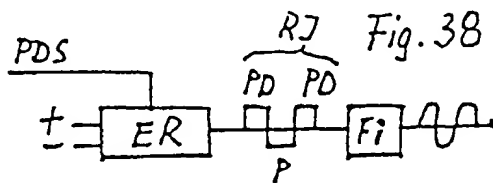
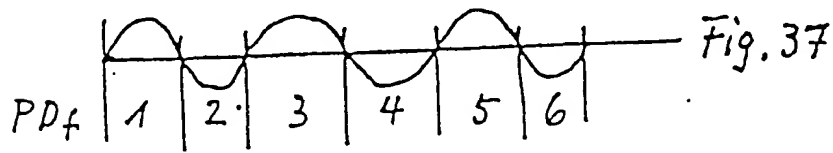
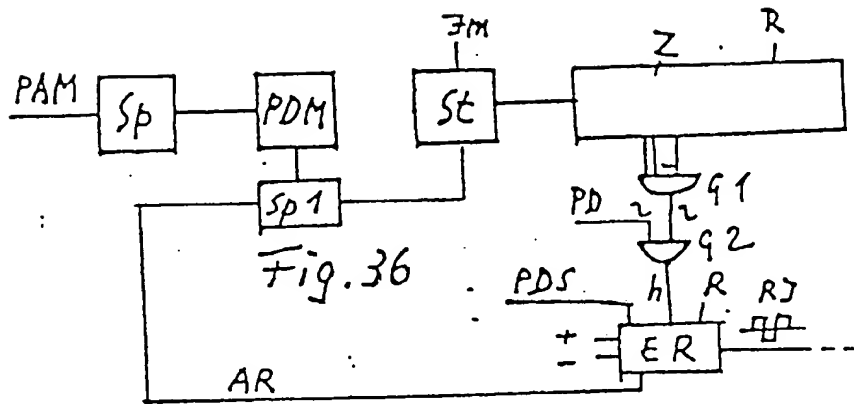


Fig. 35



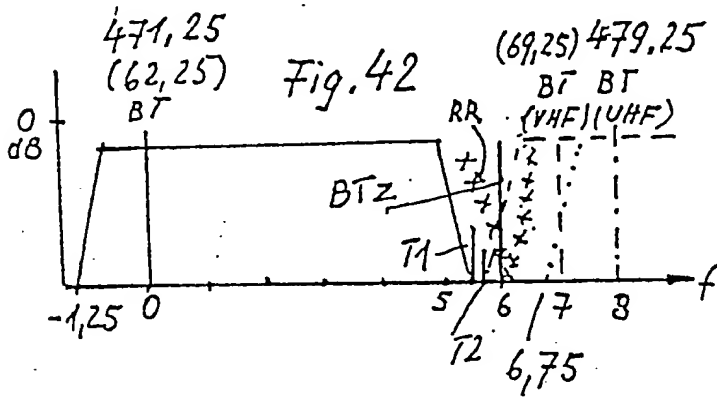
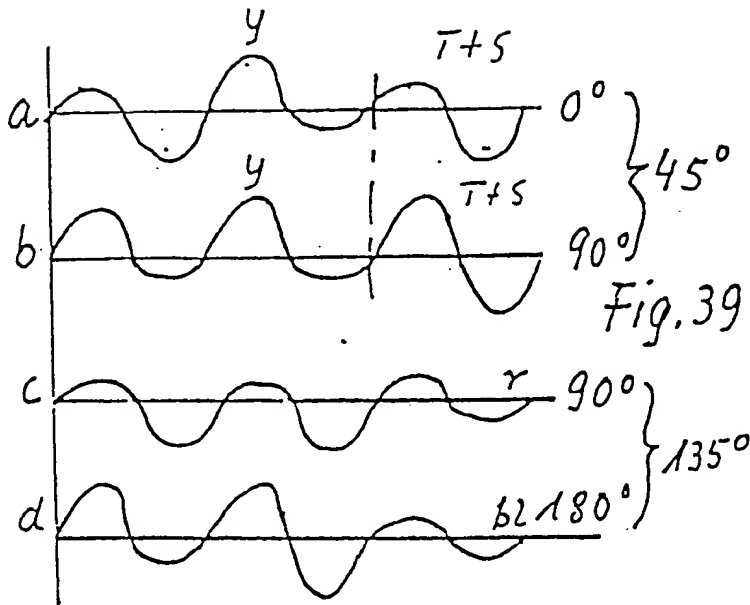


Fig. 43

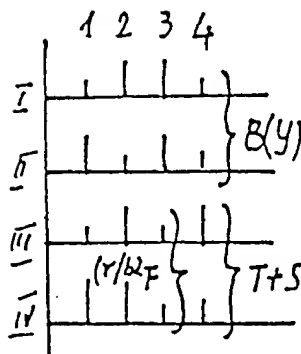


Fig. 44

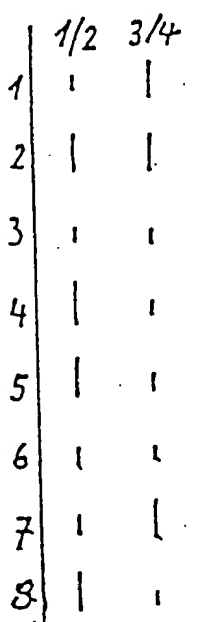


Fig. 40

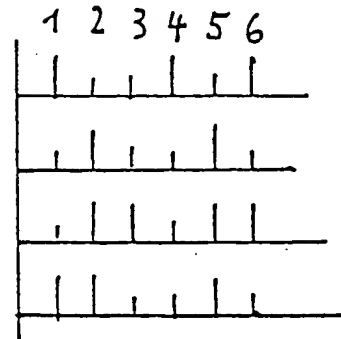


Fig. 41

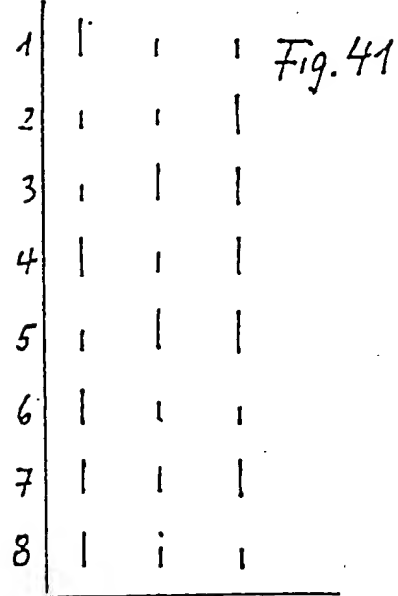


Fig. 45

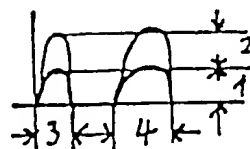


Fig. 46

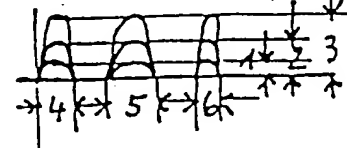


Fig. 47

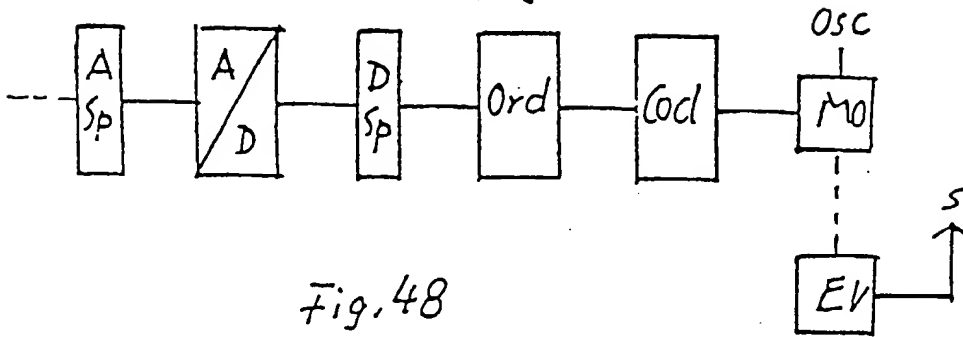


Fig. 48

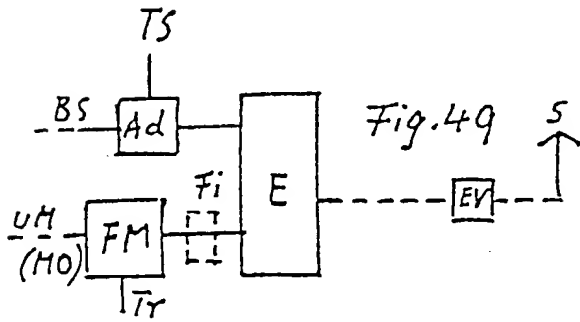
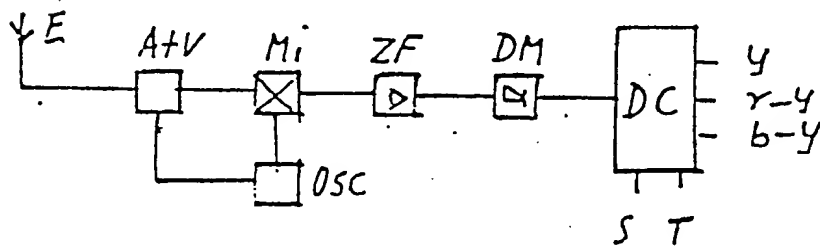


Fig. 50

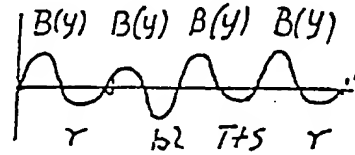


Fig. 51

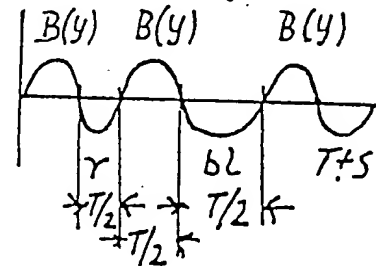


Fig. 53

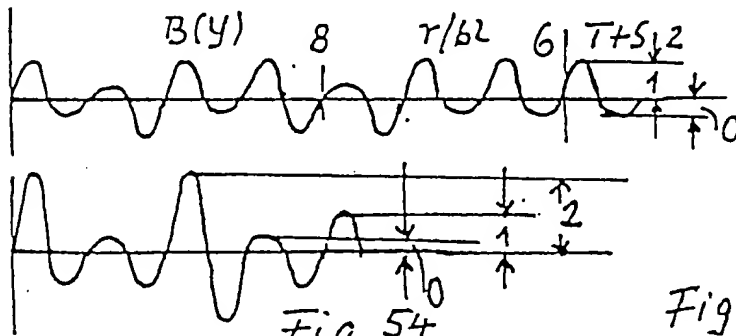


Fig. 54

Fig. 52

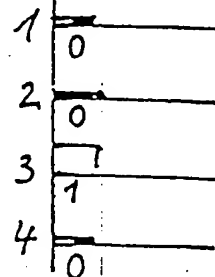
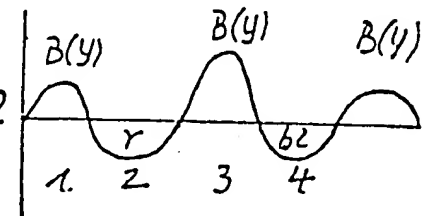
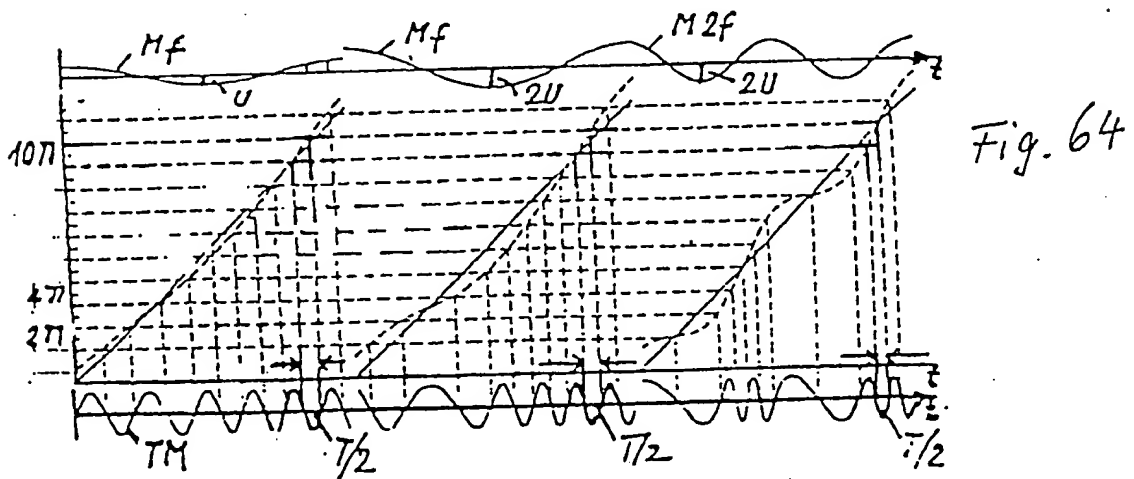
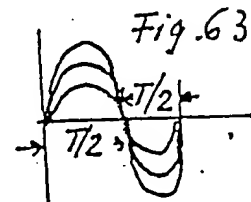
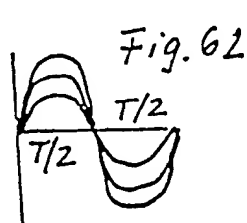
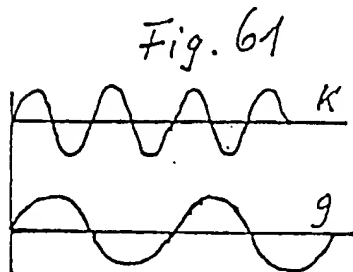
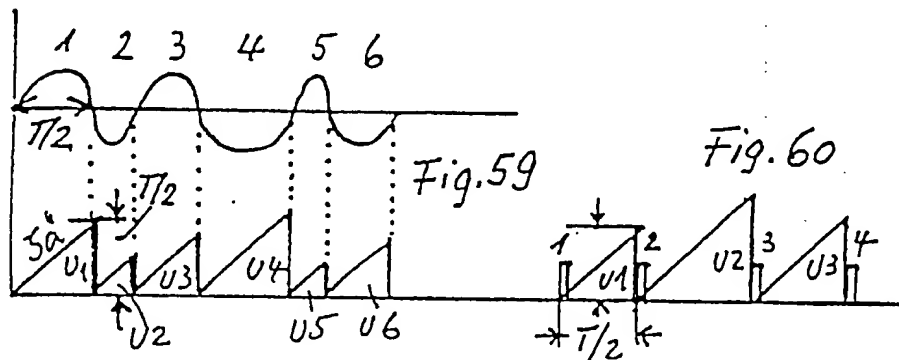
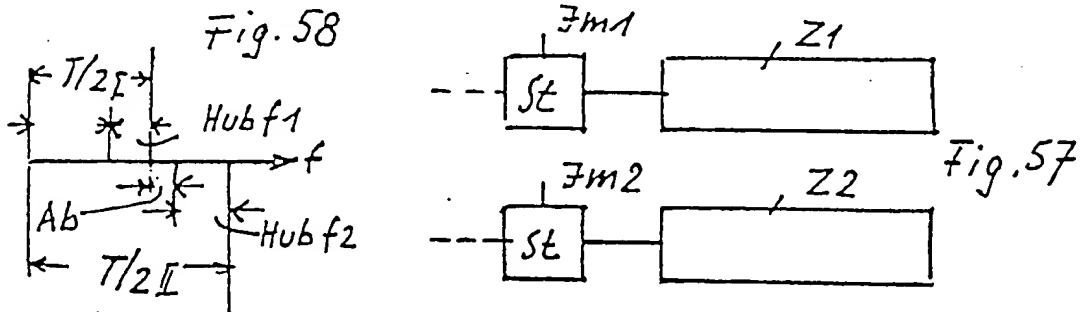
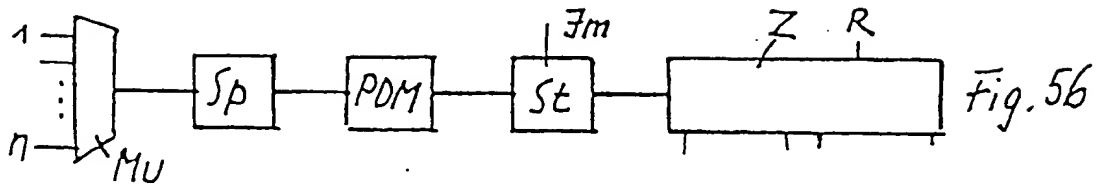


Fig. 55







EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE			
Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	Betrifft Anspruch	KLASSIFIKATION DER ANMELDUNG (Int. Cl. 4)
X	US-A-4 345 323 (CHANG) * Spalte 1, Zeile 57 - Spalte 2, Zeile 9; Zusammenfassung *	1,2	H 04 L 25/48 H 04 L 27/00
X	PATENT ABSTRACTS OF JAPAN, Band 10, Nr. 337 (E-454)(2393), November 14, 1986; & JP-A-61 141 230 (SUMITOMO ELECTRIC IND. LTD.) 28-06-1986 * Zusammenfassung *	1,2	
X	US-A-4 066 841 (YOUNG) * Zusammenfassung; Spalte 1, Zeilen 31-50 *	3	
X	FR-A-2 015 695 (IBM) * Seite 2, Zeilen 14-29; Seite 10, Zeilen 11-26 *	3,4	RECHERCHIERTE SACHGEBIETE (Int. Cl. 4) H 04 J H 04 J
X,P, L	EP-A-0 284 019 (DIRR) * Anspruch 1 *	3	
X,P, L	DE-A-3 802 088 (DIRR) * Anspruch 28 *	3	
<div style="border: 1px solid black; padding: 5px; text-align: center;">             RECHERCHIERTE SACHGEBIETE (Int. Cl. 4)           </div>			
Recherchenort DEN HAAG		Abschlußdatum der Recherche 16-01-1990	
		Prüfer VEAUX	

KATEGORIE DER GENANNTEN DOKUMENTEN  
X : von besonderer Bedeutung allein betrachtet  
Y : von besonderer Bedeutung in Verbindung mit einer anderen Veröffentlichung derselben Kategorie  
A : technologischer Hintergrund  
O : nichtschriftliche Offenbarung  
P : Zwischenliteratur  
T : der Erfindung zugrunde liegende Theorien oder Grundsätze

E : älteres Patentdokument, das jedoch erst am oder nach dem Anmeldedatum veröffentlicht worden ist  
D : in der Anmeldung angeführtes Dokument  
L : aus andern Gründen angeführtes Dokument

& : Mitglied der gleichen Patentfamilie, übereinstimmendes Dokument



Europäisches  
Patentamt

## GEBÜHRENPFLICHTIGE PATENTANSPRÜCHE

Die vorliegende europäische Patentanmeldung enthält bei Ihrer Einreichung mehr als zehn Patentansprüche.

- ☐ Alle Anspruchsgebühren wurden innerhalb der vorgeschriebenen Frist entrichtet. Der vorliegende europäische Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt.
- ☐ Nur ein Teil der Anspruchsgebühren wurde innerhalb der vorgeschriebenen Frist entrichtet. Der vorliegende europäische Recherchenbericht wurde für die ersten zehn sowie für jene Patentansprüche erstellt für die Anspruchsgebühren entrichtet wurden,  
nämlich Patentansprüche:
- ☐ Keine der Anspruchsgebühren wurde innerhalb der vorgeschriebenen Frist entrichtet. Der vorliegende europäische Recherchenbericht wurde für die ersten zehn Patentansprüche erstellt.

## X MANGELNDE EINHEITLICHKEIT DER ERFINDUNG

Nach Auffassung der Recherchenabteilung entspricht die vorliegende europäische Patentanmeldung nicht den Anforderungen an die Einheitlichkeit der Erfindung; sie enthält mehrere Erfindungen oder Gruppen von Erfindungen, nämlich:

1. Patentansprüche 1-4,6,7,11: Verfahren zur Codierung und Übertragung von Information.
2. Patentanspruch 5: Verfahren zur Auswertung von Abständen z.B. zwischen Pulsen.
3. Patentansprüche 8,12: Verfahren zur Übertragung von Farbfernsehsignalen.
4. Patentansprüche 9,10: Verfahren für die Codierung der Farbfernsehsignale.

- ☐ Alle weiteren Recherchegebühren wurden innerhalb der gesetzten Frist entrichtet. Der vorliegende europäische Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt.
- ☐ Nur ein Teil der weiteren Recherchegebühren wurde innerhalb der gesetzten Frist entrichtet. Der vorliegende europäische Recherchenbericht wurde für die Teile der Anmeldung erstellt, die sich auf Erfindungen beziehen, für die Recherchegebühren entrichtet worden sind,  
nämlich Patentansprüche:
- ☒ Keine der weiteren Recherchegebühren wurde innerhalb der gesetzten Frist entrichtet. Der vorliegende europäische Recherchenbericht wurde für die Teile der Anmeldung erstellt, die sich auf die zuerst in den Patentansprüchen erwähnte Erfindung beziehen,  
nämlich Patentansprüche: 1-4,6,7,11

10568/P11166/P11667

EP 0329158A (独2)9

英文翻译

English translation of EP 0 329 158

Method for the digital and/or analog coding of information of one, two or more channels and/or frequency or bandwidth reduction and/or enhancement of the transmission reliability.

In this regard, frequency or time division multiplex combination of channels has been known heretofore. However, this necessitates great complexity and a large bandwidth. In the case of the invention, the serially arranged code elements are ordered individually in parallel and all of them together are combined to form a code word. Transmission reliability is achieved by the information being converted into PDM pulses and these pulses being recoded into the period durations of half-periods or period durations which are then transmitted in an uninterrupted sequence of positive and negative half-periods.

Method for the digital and/or analog coding of information of one, two or more channels and/or frequency or bandwidth reduction and/or enhancement of the transmission reliability.

5

The present invention is concerned with a method for the digital and/or analog coding of information of one, two or more channels and/or frequency or bandwidth reduction and/or enhancement of the transmission reliability.

For the transmission of information of a plurality of channels via one path, frequency and time division multiplex methods such as, e.g. the carrier frequency technique and pulse code modulation have been known heretofore. One disadvantage of these methods is that they require large bandwidths and great complexity.

The object of the present invention is to transmit the information of one, two or more channels with less bandwidth and to transmit the information of two or more channels via one channel with less bandwidth than would be necessary for the sum of the individual channels. This is done by the synchronously or quasi-synchronously arranged code elements of the different channels being ordered in parallel and all of them together being combined to form a code word and being transmitted. In addition, the intention is also to enhance the transmission reliability. This is done by the PAM pulses being converted into PDM, PPM and PFM pulses into sinusoidal half-periods or period pulses or code elements which are transmitted in an uninterrupted sequence of positive and negative half-periods. In this case, the half-period duration or period duration is a measure of the PDM-PPM and PFM pulses.

The invention can be employed, e.g. for combining telex, teletext, fax and digital telephone data

channels. The invention can advantageously be used in shared lines and line concentrators as well.

Furthermore, the invention exhibits possibilities for advantageously coding new television technologies for the improvement of C-MAC, D-MAC, D2-MAC, etc. Furthermore, it can also be used in the further development of the HDTV method. The possibilities for all these new television methods are highly restricted due to a bandwidth deficiency.

The invention is explained in more detail below with reference to drawings, in which:

Figure 1 illustrates the principle of a code division multiplex arrangement

Figure 2 illustrates the previous generation of phase jumps, e.g. in the case of 4 PSK

Figures 3 to 8 illustrate the generation of phase jumps

Figure 9 illustrates the generation of amplitude steps

Figures 10, 11 and 13 illustrate a representation of dual QAM and a vector diagram of higher-value coding

Figure 14 illustrates a vector diagram of dual QAM

Figure 16 illustrates the arrangement of the coding points in multi-value coding by means of amplitude magnitudes and phase angle

Figure 15 illustrates an overview of the generation of phase and amplitude steps

Figure 17 illustrates the generation of phase jumps

Figures 18, 19, 20, 21, 24, 28 illustrate code division multiplex examples

Figures 22, 23 illustrate an overview of a television transmitter and receiver

Figures 25, 26, 27 illustrate duplex traffic via lines and radio with just one alternating current with phase adjustment

5 Figure 29 illustrates the compensation of overlaps

Figures 30, 31, 32 illustrate the generation and conversion of PDM pulses into half-period pulses

Figures 33 to 38 illustrate the generation and conversion of PDM pulses into an alternating current

10 Figures 39 to 44 illustrate instances of coding in accordance with the invention for television

Figures 45, 46, 62, 63 illustrate a double binary and double duobinary arrangement of code elements

15 Figures 47, 48, 49 illustrate circuit overviews for television

Figures 50 to 55 illustrate instances of coding of colour television signals

Figures 56, 57, 58 illustrate the multiple utilization of transmission paths of PDM-coded signals

20 Figures 59, 60 illustrate the evaluation of phase-modulated signals

Figure 64 illustrates a graph showing the dependence of the frequency-modulated oscillation on the amplitude and frequency of the modulation oscillation.

25 A simple way of realizing phase jumps is described in Figures 3, 4, 5, 6 and 7. In the first instance, this will be explained in more detail with reference to Figure 3. Square-wave pulses having a frequency of 1 MHz are turned on at the transmitting end S. If, as illustrated in Figure 3c, a low-pass filter TP of 5.5 MHz is connected into the transmission path, what is almost still a square-wave pulse is obtained at the receiver E. If, as illustrated in Figure 3b, a low-pass filter TP of 3.5 MHz is connected in, the vertical edge steepness is no longer present; if, on the other hand, as  
30  
35

illustrated in Figure 3a, the low-pass filter is reduced to 1.5 MHz, then a sine-like alternating current having the period duration of the square-wave period is obtained at the receiver E. Thus, since the period duration does not change relative to the square-wave pulse, by altering the period durations of the square-wave pulses it is also possible to change the phase and/or frequency of the sinusoidal alternating current illustrated in Figure 3a. Since such a change always takes place at the zero crossing, a continuous change takes place and harmonics are hardly generated, that is to say the transmission is more narrowband than in the case of the phase keying systems that have been customary hitherto. At the receiving point, the change in the period duration can then also be provided as a measure of the phase jump. Such an evaluation circuit will be described later.

Figure 4 illustrates square-wave pulses with different period durations  $T = f$ ,  $T = f1$  and  $T = f2$ . After an analogous arrangement according to Figure 3a, a sinusoidal alternating current with the period durations  $T = 1/f$ ,  $T = 1/f1$ ,  $T = 1/f2$  would be obtained at the receiving end. Since the frequency of the alternating current decreases or increases in the event of phase jumps, the frequency change corresponds to a phase jump. This is clearly revealed by Figure 2, which illustrates conventional phase keying. It is evident from this that for each phase change a frequency change is effective, but not continuously. Therefore, it is also difficult to determine the size of the phase jump from the period duration at the receiving end.

In order to keep the frequency changes and thus also the frequency band small, each phase jump can be split into steps. Figure 5 depicts this diagrammatically. In Figure 5,  $T/2$  is the half-period duration of a pulse and corresponds to 180 degrees. This angle is divided



into 36 steps each of 5 degrees. If a phase jump of 40 degrees is intended to be produced, then the half-period  $T/2$  is shortened 4 times by 5 degrees, and of course so is the other half-period as well. The half-period duration relative to the reference pulse is then  $T1/2$ . After the phase jump, it is possible either to leave this frequency or else to change it over to the frequency  $T/2$  again, by providing a phase jump of 5 degrees in the opposite direction. A phase shift of 30 degrees would then still be present relative to the reference phase. In Figure 6, the periods of the reference phase are illustrated 4 times with respect to time and the periods of the periods shortened by  $2 \times 5$  degrees are illustrated 4 times. Upon comparison after the 4th period, the difference of 40 degrees relative to the reference phase is evident.

Figure 7 illustrates a circuit of an embodiment of the invention. It is assumed that the period duration is subdivided into 72 steps, to be precise with phase jump steps of 5 degrees. Each step is intended to be assigned 10 measurement pulses, and so  $72 \times 10 = 720$  measurement pulses are necessary for the period duration and 360 measurement pulses are necessary for the half-period duration. Only the half-periods ever need be coded at the transmitting end. The 2nd half-period is then controlled in each case by means of the coder Cod. If phase jump steps of 5 degrees are provided, then 350 measurement pulses are necessary for the half-period, if the change is intended to be leading, and 370 measurement pulses are necessary in the case of a lagging phase change. The counting element Z in Figure 7 must therefore have at least 370 outputs. The measurement pulse frequency thus depends on the coding frequency. In the example of Figure 7, the control alternating current for the measurement pulses is generated in the oscillator

Osc. As a result, the counting element can be controlled directly via the gate G1, or, alternatively, pulses can be generated by means of a Schmitt trigger or another circuit and the counting element Z can then be switched  
5 by these pulses. The pulse duration can also be changed by altering the oscillator frequency. Assuming that the output Z2 at the counting element Z marks 370 measurement pulses, that is to say the lagging phase shift, then the coder Cod applies a potential via g2 to one input of the  
10 gate G2 which is such that, upon reaching the counting element output Z2, via which e.g. the same potential is then applied to the other input of G2, the potential at the output of G2 then changes, e.g. from h to l. In the electronic relay ER, this results in the positive  
15 potential + being applied to the output J. The coder Cod is connected to the electronic relay ER via the connection A. In the event of the next overflow of the counting element Z to Z2, ER is controlled via the connection A in such a way that negative potential - is  
20 applied to the output J. Bipolar square-wave pulses can thus be tapped off at the output of ER. Unipolar square-wave pulses could be generated in exactly the same way. This operation is repeated as long as the coder Cod applies potential to G2. If, by way of example, 5 phase  
25 steps are provided for a phase jump, then the counting element Z is switched 10 times to Z2. At the output Z2, the switch-back of the counting element is effected via the gate G4, R. Thus, by way of a differing number of outputs at the counting element Z and/or by altering the  
30 oscillator frequency, it is possible to set the pulse duration, the number of steps and the size of the steps. This variant is controlled by means of the coder Cod. The oscillator frequency can be changed over by way of fA, the number of steps and, if appropriate, the phase angle  
35 change and the step size by way of the terminals g2,

g<sub>3</sub>, ..., and the amplitudes of the square-wave pulses J by way of A. Two sizes + (A) +, - (A) - are provided in the example. The square-wave pulses J are then connected to a low-pass filter in an analogous manner to Figure 3, and  
5 are passed via a transformer Ü, e.g. onto the transmission path, if appropriate with the interposition of a filter Fi.

Beginning potential must also be applied to the gate G<sub>1</sub>, via B, in order that the oscillator pulses take effect. The following instances of coding are thus  
10 possible with this arrangement: a leading phase shift, a lagging shift phase, no phase shift. These can also be effected in a step-by-step manner. The phase difference or the reference phase can be used. In addition, it is  
15 possible to provide amplitude coding, if appropriate in a step-by-step manner. A further possibility is to perform the coding upon the positive or negative pulse or half-cycle. The number of square-wave pulses is also a further code means.

20 It is also possible to filter out a harmonic of the square-wave pulses. If this is done, e.g. for the 3rd harmonic, then 3 periods are contained in a positive-negative pulse. The phase shifts are also contained in these 3 period durations when the pulse duration is  
25 altered.

In a wide variety of circuits, such as, e.g. in the case of quadrature amplitude modulation (QAM), alternating currents which are phase-shifted by 90 degrees with respect to one another are required.  
30 Figure 8 illustrates a circuit principle for generating such phase-shifted alternating currents of the same frequency. In an analogous manner to Figure 7, the counting element Z is controlled by an alternating current which is generated in the oscillator Osz and is  
35 passed via the gate G, at whose other input a beginning

potential B is present. In the example, the intention is to generate 4 square-wave pulses which are phase-shifted by 90 degrees with respect to one another. If the counting element Z has 100 outputs, then electronic  
5 relays ER1 to ER4 analogous to the ER relay in Figure 7 should be connected at the 25th, 50th, 75th and 100th outputs. Square-wave pulses are then generated by means of these electronic relays, as already described in Figure 7. In this case, the ER relays also contain means  
10 which always perform a potential reversal in the case of bipolar square-wave pulses and withdraw the potential during one sweep in the case of unipolar square-wave pulses. The square-wave pulses are then (designated by J in Figure 7) transmitted via the filters Fi1 to Fi4. The  
15 resultant alternating current has a phase shift of 90 degrees in each case relative to the current generated by the next output. Instead of phase-shifted alternating currents, pick-offs of e.g. PAM samples which are phase-shifted by 90 degrees can also be controlled by the  
20 outputs. A filter Fi0 is additionally arranged at the electronic relay ER1 and allows e.g. only the 3rd harmonic of the square-wave pulse to pass, with the result that the tripled frequency of the square-wave pulses is obtained here. The phase shift is then  
25 transferred to the 3rd harmonic.

With Figure 7, different amplitude steps can also be generated simultaneously. Only two are identified in the circuit. In Figure 9 there is a further possibility for generating different amplitude steps. The  
30 alternating current generated in Figure 7, for example, is fed to a limiter in which the control pulses are generated. The characteristic states are fed in via the terminal Code, which states perform a changeover to the amplitude magnitude determined by the code, to be precise  
35 in the coder Cod. The changeover to another amplitude

magnitude always takes place at the zero crossing. The magnitude of the amplitudes is determined by the resistors R1 to R4 arranged in AC circuits. Electronic relays I to Ives controlled by the coder Cod connect the various resistors into the AC circuits. Four amplitudes of different amplitudes are then obtained at the output A.

It is also known to code an information item by means of the half-cycles or periods of an alternating current; in the case of a binary code, the characteristic states are then a large and a small amplitude value. If 2 of such coding alternating currents of the same frequency are phase-shifted by 90 degrees and added, then they can be transmitted with an alternating current of the same frequency. Figures 10a,b illustrate the channels K1 and K2, which are coded by the periods as code elements with the characteristic states of large amplitude value = 1 and small amplitude value = 0. If one is phase-shifted by 90 degrees with respect to the other, then they can be added. Figure 11 illustrates their vector diagram. The channel K1 has the vector K1 (u) and the channel K2 has the vector k2 (v). The two characteristic states of the two alternating currents are designated by  $u_1/u_0$  and  $v_1/v_0$ . If both are then added, the 4 sum vectors I, IV and II, III are obtained. It can be seen that the vectors II and III no longer lie on the 45 degrees line. This makes the evaluation somewhat more difficult. Four possibilities which can all be placed on the 45 degrees line, designated by (II) and (III) in Figure 11, suffice for the evaluation of the binary signals. Figure 13 illustrates the 4 possibilities, 00, 11, 10, 01. If all 4 possibilities are on the 45 degrees vector, as illustrated in Figure 11, they can be coded by 4 amplitudes of different magnitudes, that is to say with a sinusoidal alternating current. Figure 9 illustrates

one such possibility. In order to transmit binary signals of two channels, therefore, a multi-value quaternary code is sufficient; such as e.g. 4 PSK or 4 QAM. These instances of coding are distributed between a period. In  
5 Figure 9, the positive and negative half-cycles are of the same magnitude; in that case, the transmission exhibits freedom from direct current. The positive and negative half-cycles can be utilized as an additional criterion. The 4 amplitude characteristic states can then  
10 be distributed, 2 to the positive half-cycle and 2 to the negative half-cycle. These may have the same magnitude, that is to say e.g. I + IV for the positive and negative half-cycles in Figure 11. To ensure that this coding alternating current always lies above the interference  
15 level, the coding alternating current must always have a specific magnitude, e.g. (III) as in Figure 11. The amplitude magnitude IV will than be increased somewhat.

Reduction of e.g. binary-coded alternating currents with the half-cycles or periods as code elements  
20 is already known. This presupposes phase shifts of the samples taken. The present invention demonstrates a further possibility for reducing the frequency of binary-coded information, in particular. Figure 1 depicts a channel K with a binary code 1,0,1,1.... If the frequency  
25 of the channel is intended to be reduced, into 2 channels at half the frequency, then in each case 2 serially arranged binary values of the channel K must be distributed in parallel between the channels Kv1 and Kv2; taking the example of the 4 values 1,0,1,1 of the channel  
30 K, the value 1 to Kv1, the value 0 to Kv2, the value 1 to Kv1 again and the other value 1 to Kv2. In this case, one value can always be stored, or the values can also be transmitted in a manner staggered over time. This must be taken into consideration during the evaluation.  
35 Simultaneous transmission of 2 channels has actually

already been explained in Figures 11 and 13. As is evident from Figure 13, 4 combinations are possible.

Figure 10 illustrates 4 coding alternating currents K1-K4 with the code elements of period and the characteristic states of large and small amplitude values of the same frequency. If there is a desire to transmit all 4 on the basis of QAM, they must have the following phases, K1 = 0 degrees, K2 = 90 degrees, K3 = 90 degrees and K4 = 180 degrees. K1/K2 and K3/K4 are combined to form a coding alternating current in accordance with Figure 9 and added. Figure 14 illustrates the vector diagram for this. It can be seen that 16 combinations are possible. Furthermore, it is evident from this that only 4 values lie on the 45 degrees vector. During the evaluation, the leading and lagging phase shifts must also be taken into account for the other values. The phase-shifted alternating currents are generated in an arrangement of the kind illustrated in Figure 8 and fed to 2 arrangements according to Figure 9, these alternating currents being phase-shifted by 90 degrees with respect to one another.

It is also possible to add an aggregate alternating current and single coding alternating current; a prerequisite is a phase shift of 90 degrees with respect to one another. Eight combination possibilities arise in this case.

Four channels can also be transmitted in coding division multiplex, as illustrated in Figure 1. In the first place, 16 combinations are necessary. Known instances of coding can also be provided for this, such as e.g. 16 PSK, 16 QAM and 8 PSK. Coding in this case requires one period in each case, if phase shifts in accordance with the present invention are provided. Instead of the characteristic states that are indeed in close proximity in the case of dual QAM according to

Figure 14, it is also possible to perform any desired coding. In Figure 16, the coding is performed by phase differences of 30 degrees and by 3 and 4 amplitude steps. If there is a desire for even greater reliability, the 4 amplitude steps BPh can be additionally divided. Steps may additionally be accommodated on the zero line. It is thus possible to provide each half-cycle for such coding. However, if there is a desire to perform transmission via wire-based transmission paths, it is expedient to transmit the negative half-cycle with the same coding, in order that freedom from direct current is manifested. A reduction can also be performed using the same method. In Figure 1, the channel is intended to be transmitted only at a quarter of the frequency. In each case 4 serially arranged binary elements 1 and 0 are arranged in parallel, as provided in Figures 1 a,b. The values 1,0, 1,1 of the channel K are then divided in parallel between the channel Kv1 "1", channel Kv2 "0", channel Kv3 "1" and channel Kv4 "1". In the coder, the predetermined coding point is then determined for the respective combination and transferred to the phase and amplitude of the coding alternating current. The phase is defined in Figure 7; if appropriate, it can also be used simultaneously to code the amplitude, and the required amplitudes can then be coded in Figure 9. The overview of this is illustrated in Figure 15. The coding point is defined on the basis of the four-element combination in the coder Cod. The phase coder generates the half-cycles or periods with corresponding phase and the amplitude coder generates the associated amplitudes. A phase coder may be embodied analogously to Figure 7 and an amplitude coder analogously to Figure 9.

A phase jump always signifies a change in the period duration. This change, that is to say frequency change, can be maintained if there is no further phase



change, or a changeover back to the original frequency can be effected during the next period or half-period. Since the alternating current has a different phase in the latter case, a reference phase is necessary during the evaluation. As emerges from Figure 4, with the aid of the circuit of Figure 7 it is possible to maintain any desired phase, that is to say maintain the frequency which was produced during the phase change. The phase changes are always performed at the zero crossing in the present case. In Figure 16, it is possible to provide a reference phase BPh, from which a phase shift is performed leading and lagging  $2 \times 30$  degrees.

Figure 17 illustrates the generation of the phase jumps of Figure 16 according to the principle of Figure 7. The angle of 360 degrees is identified by 3600 pulses. If there is only an amplitude change with the reference phase, then the counting element is always switched through from 0 to 360 degrees. In this case, the control is effected by means of the coder Cod, which has already been described in Figure 7. In this case, the amplitude change is effected in the manner illustrated in Figure 7 or in Figure 9. If the phase jump Ph1 in Figure 16 is intended to be effected, then it is necessary, if freedom from direct current is required, for each half-period to be switched as far as the output 195. A reference phase is not necessary during the evaluation because, as long as no further phase change takes place, the unambiguous phase is, after all, defined by the period duration. If the coding lies on the vector Ph3, then the period duration is 330 degrees, that is to say a changeover is always effected at the output 165. In this case, the phase shift is always referred to the period duration. If, e.g. in the last case, the phase shift were referred to the half-period, then a switch-back would in each case have to be effected at the output

150. Other methods of generating phase jumps can be used in exactly the same way.

The phase jumps are evaluated in a known manner by measuring the period durations by means of an  
5 excessively increased control rate of counting elements, e.g. disclosed in European patent application 86104693.6.

A reference phase is necessary in the evaluation of Figure 14. The amplitude points 1 to 4 are arranged directly on the reference phase angle while the  
10 other 12 coding points are arranged such that they are leading and lagging with respect to the reference phase. It is assumed that the signals are those of a television system. In the blanking interval, the reference phase is then determined and, at the same time, control signals  
15 are transmitted. In this case, only the amplitude values on the reference phase are used. From the transmission path ÜW, the signals are fed to the input unit EST (Figure 12). They then pass to a limiter B, on the one hand, and to a code evaluation arrangement CA, on the  
20 other hand. In the limiter, the positive and negative half-cycles are converted into Jp and Jn pulses. In the comparison device VE, the phase of the pulses arriving from the transmission path is then compared with a reference phase pulse JBn. Figure 12a illustrates the  
25 leading, lagging and reference phase pulses Jv, Jn, JB which are compared with the reference phase pulse JBn determined from a coding. The 3 possible phase values of leading, lagging or reference phase are each passed to the code evaluation arrangement. In the latter, the  
30 amplitude values are determined and, in connection with the leading, lagging or reference phase, the coding points are then determined and forwarded via S for further utilization. The coding of the reference phase in the blanking interval may be configured e.g. in such a  
35 way that the point 2 is transmitted for 4 times and the

point 4 is transmitted 4 times on the reference phase. The evaluation thereof is carried out in the reference phase evaluation arrangement BA. The latter then passes a reference phase pulse  $JB_n$  to the comparison device.

5           Figure 18, illustrates a further exemplary embodiment of the invention. The 5 channels  $K_1$  to  $K_5$  are intended to be transmitted by code division multiplex only via one channel or path. The e.g. binary-coded information of these 5 channels is firstly stored in the  
10 memory Sp. By way of example, Figure 20 illustrates the steps of the binary characters, to be precise in a manner such that they are already synchronized. Therefore, in each case 5 steps or pulses  $S_1, 2, 3, \dots$  arranged in parallel are to be coded. The steps of  $S_1$  are 1-1-0-1-0.  
15 Five bits are necessary for the coding of these 32 combinations. In the example, these are coded with the amplitudes of the half-cycles of an alternating current with the characteristic states of large and small amplitude values and with a leading and a lagging phase  
20 jump of 36 degrees, as is shown in Figure 19. The binary values are fed to the coder Cod from the memory Sp of Figure 18 and are converted into a corresponding code in the said coder. In the decoder at the receiving end, the corresponding steps are assigned to the 5 channels again  
25 in accordance with the code.

Figure 21 illustrates a further application of the invention for the coding and transmission of the signals in colour television. The luminance signal is tapped off at 6 MHz. This principle has actually already  
30 been disclosed in the published patent application P 32 23 312. The colours red and blue are each intended to be tapped off at 1.2 MHz, that is to say one red and one blue tapping coincide with 5 luminance tappings. The luminance tappings are designated by I, II, III, IV, V.  
35 These samples taken are coded with 8 bits, binary-coded

in the example. With the tapping III, the tapplings for red and blue must then also be carried out. The samples taken of red and blue are binary-coded with 6 bits in the example. During the transmission of the 5 luminance samples taken, the code for the red and blue colour samples taken is also simultaneously transmitted. With the tapping of red and blue, the transmission of the colour and the sampling I of the luminance signal could be begun. It is also possible to store all 5 luminance samples taken and colour signal samples and begin the transmission of all the television signals only after the 5th sampling. Figure 21a depicts the binary codes of all the signals to be transmitted. The 8 bits 1-8 of the luminance samples taken are each arranged in parallel. Then, serially, digital audio and other signals  $T + S_0$ , the 6 bits of the red signal and once again the audio and other signals are arranged under 9, 10, and the audio and other signals again and the 6 bits of the blue signal are arranged under 11, 12. It is expedient if the luminance samples I to V are still stored at the transmitter and the colour codes for red and blue are transmitted with the preceding luminance samples, so that it is then unnecessary for the 5 luminance samples to be stored at the receiver. Only the red and blue samples then need be stored. The audio and other signals must likewise be stored and then be fed to the loudspeaker contemporaneously with the picture. These signals can, of course, also be placed in the blanking interval. In the example, therefore, 12 bits are required for the transmission of a luminance sample for the audio and other signal samples and for the colour samples taken. Figure 21b illustrates an example of the coding of these 12 bits. Five half-periods of an alternating current are provided for this purpose. In this case, the binary code comprises code elements of the half-cycles with the

characteristic states of large and small amplitude values. In addition, a leading and lagging phase shift of 36 degrees is also provided, with the result that 12 bits are thus obtained.

5           Figure 22 illustrates an overview of such a television transmitter. The control element StO controls the television camera FK and also supplies the remaining control signals such blanking and synchronizing signals A + S. The red, green and blue signals are fed in the  
10 first place to the Y matrix YM and red and blue are simultaneously fed to the chrominance conditioning arrangement FA. At the same time, a concentrator K is provided, which taps off the luminance signal Y, the colour signals r + bl and the audio and other signals. At  
15 the tap 3, a criterion is passed via the connection 3a to the chrominance conditioning arrangement. In the latter, tapping off from the red and blue signals is performed and both values are stored in the capacitors C1 and C2. A Y value present at the 3rd tap is additionally fed to  
20 the FA by the Y matrix, with the result that the colour difference signals r-y and b-y are obtained at the taps 6a and 6b. - It is also possible to tap off just the colour separation signals. - By means of the module TSo, the audio and other signals are fed to the concentrator  
25 in an analogous manner via 6c and 6d. From the concentrator, all values are fed to a memory Sp. From the memory, the signals are fed in a correctly timed manner, e.g. as described in Figure 21a, to an analog/digital converter. In the latter, coding is effected in  
30 accordance with Figure 21b. During the blanking interval, a changeover is made to the concentrator K1 via U. As a blanking criterion, it is possible e.g. sometimes to transmit the code word with all zeros. --- In addition, other signals So can also be transmitted in the blanking  
35 interval. The beginning of a line can also be marked by

a zero code. Synchronization is predetermined during the line by the sequence and the number of half-cycles. In the case of the present code, a nominal frequency of 15 MHz is necessary. If there is a desire to use only one  
5 amplitude code, 2 alternating currents each at 18 MHz are necessary, which could then be phase-shifted by 90 degrees and added before being transmitted. It is merely a question of viability and reliability as to which method is used here. The leading or lagging phase  
10 jump is defined by the period duration in the example. Therefore, no reference phase is necessary in that case. It is possible, of course, to use multi-step amplitude codes and/or phase codes in order to reduce the frequency. The PAM signal, for example, can be applied to  
15 the audio input T, which signal is then tapped off occasionally within the 8 kHz time. In this case, there are numerous opportunities for utilizing the tap 6c/6d. Figure 23 illustrates a partial overview of a television receiver. The signals are fed to the demodulator DM via  
20 the RF oscillator and mixing stage and the amplifier V. In the said demodulator, e.g. the signals as illustrated in Figure 21b are obtained again and fed to the decoder DC. The colour signals are subsequently forwarded to the matrix Ma. The Y signal is also connected to the said  
25 matrix. By way of example, the colour difference signals R-Y, G-Y and B-Y are then obtained at the output of the matrix and, like UY, are passed to the television tube. The decoder DC then additionally supplies the blanking and synchronizing signals AS and the audio and other  
30 signals.

Figure 24 illustrates an example in which the code for the code division multiplex is obtained from a plurality of alternating currents. It represents a binary code in which the half-cycles of the alternating currents  
35 serve as code elements and in which a large and a small

amplitude value form the characteristic states. The characteristic identifiers to be transmitted comprise square-wave pulses at the frequency 1000 Hz, as is illustrated in Figure 24a. Twenty channels are intended to be transmitted in code division multiplex. The half-cycles of the alternating currents at 1000, 1500, 2000, 2500 and 3000 Hz are provided for this purpose. A plurality of channels at a lower bit frequency can, of course, be fed to each channel in time division multiplex. The same bit number could be achieved in exactly the same way with 2 alternating currents at 2000 Hz and once again 2 alternating currents at 3000 Hz, in which case these would each have to be phase-shifted by 90 degrees with respect to one another, so that they could be added in the event of transmission. The best way of producing synchronization between the individual channels is already known (Unterrichtsblätter der DBP Issue 4/6, 1979), and it will not, therefore, be discussed any further. Digitized voice or a plurality of voice channels can also be transmitted simultaneously in the same way.

In the case of amplitude coding, duplex operation can be carried out using the same alternating current. To that end, it is necessary for the remote coding alternating current to be phase-shifted by 90 degrees. Figure 25 illustrates this principle. In this case, the code may be digital, a binary code in accordance with the patent DE 30 10 938, or, alternatively, analog in accordance with Canadian patent 1 214 227. With half-cycles as code elements the frequency is 32 kHz in the case of digital coding and 4 kHz in the case of analog coding. In Figure 25, S1 is the microphone and E2 the receiver of one subscriber and S2 and E1 those of the other subscriber. In S1 there is also a coder in which the coding alternating current is

obtained from the speech. From S1, the coding alternating current passes via a hybrid G, the subscriber or connecting line RL to the hybrid G of the remote subscriber and to the receiver E1. The latter  
5 additionally contains a decoder which recovers the speech from the coding alternating current. The coding alternating current of S1 shall be the synchronizing alternating current. From E1, the said current is branched off via a 90 degrees phase shifter to S2, in  
10 which it is amplified, if appropriate. If S2 now speaks, a coding alternating current which is phase-shifted by 90 degrees is transmitted via G, RL, G to E2, where it is decoded and communicated to the receiver as speech. If, by way of example, simultaneous speaking occurs  
15 momentarily, an additional alternating current is produced on the transmission path RL. Cancellation is not caused. This principle can be provided in exactly the same way for duplex traffic in the case of data transmission. Further examples in this regard are disclosed in the  
20 published patent application DE 3802088.

This method can, of course, also be used for radio, e.g. for directional radio. Figure 26 depicts an overview in this regard. In this case, the transmission alternating current is concomitantly provided as the  
25 coding alternating current at the same time. Low-level modulation is advantageously used. The transmission alternating current is generated in the oscillator Osz1. The basic signal is converted into an alternating current digital code in the analog/digital converter A1/D1. It is  
30 even more simple if an arrangement according to Figure 7 is provided as oscillator and coder. From the coder, the electronic relay is then controlled in such a way that large and small square-wave pulses are present at the output J, and are then shaped to form a sinusoidal  
35 alternating current in the low-pass filter TP. The coding



alternating current then passes via amplifiers (not illustrated) to the output stage E and to the transmission antenna. A branch circuit may additionally be provided in the output stage, in which branch circuit the harmonics are phase-shifted by 180 degrees, and are then fed to the main circuit again for the purpose of compensation. At the receiving end, the useful signals are fed via a fixed tuning circuit to an amplifier V and then forwarded to the digital/analog converter D2/A2. The analog signal is then passed on, e.g. via a switching system. Via the amplifier V, the transmission alternating current is also branched off to a 90 degrees phase shifter Ph and then forwarded to the oscillator Osz2. The oscillator is synchronized with this. Via the converter A3/D3, amplifiers (not illustrated) and the output amplifier E, the transmitter of the opposite direction is then operated. The receiver E1 is connected in exactly the same way as the receiver E2, only the phase shifter is not necessary.

A phase shifter according to the principle of Figure 7 is illustrated in Figure 27. In the latter, compensation for small frequency fluctuations is provided at the same time. For this purpose, a counting element Z is provided which has 1000 outputs. During a half-cycle of the transmission alternating current, the counting element passes through these 1000 outputs. The control pulses Js are generated in an oscillator (not illustrated). In the case of a phase shift of 90 degrees, a phase shift of 45 degrees coincides with a half-cycle; that corresponds to 250 outputs. The transmission alternating current half-cycles coming from the amplifier V are fed to a limiter, with the result that square-wave pulses Jp and Jn are produced at the output thereof. These pulses are connected to the control element St. The control pulses Js and the beginning characteristic

identifier Be are additionally applied to the said control element. The control element is connected in such a way that only whole Jp and/or Jn pulses are ever activated at the counting element. If the counting  
5 element has reached the output 1000 during a pulse Jp, then the gate G11 assumes the operating position. A Jn pulse is connected to the gate G12 and, after the end of the Jp pulse, as a result of the delay of the monostable element mG4, potential is also momentarily connected to  
10 the said gate G12. G12 is activated and applies potential to one input of G13; I potential has already been applied to the other input of G13 from G11. A potential changeover then takes place at the output of G13 and inverts G16 at the output. The consequence of this is  
15 that G17 generates a switch-back potential for the counting element. Potential is also applied to the gates G8, G9 and G10 such that they, in interaction with the allocated outputs 1000, 999, 1001, control one of the monostable elements mG1, mG2 or mG3. Since the Jp pulse  
20 has controlled the counting element up to 1000, the gate G9 and mG2 has now been activated. If the counting element is then controlled to the output 250 by the next Jn pulse, then the gate G6 is activated, which controls the electronic relay ER which, in accordance with  
25 Figure 7, generates a square-wave pulse which is shaped to form a half-cycle in the low-pass filter. For the Jn pulse, the gates G15, G14 and the monostable element mG5 are arranged for the output marking. The monostable element mG2 is latched, e.g. up to the output 260. G6  
30 then assumes the starting position again. The electronic relay remains in this position until the next marking of the output 250. If only the output 999 is reached due to a frequency fluctuation, then, instead of G9, the gate G8 is marked and mG1 and G5 are activated when the output  
35 249 is reached. If the output 1001 is reached, then G10

and mG3 are activated, and the gate G7 is activated in the event of the output 251 being reached. Such frequency fluctuations are thus also passed on to the alternating current which is phase-shifted by 90 degrees. Figure 27a illustrates the control element in detail. The pulses Jn and also the beginning characteristic identifier are connected to the gate G3. If both are present, G3 is activated and causes the bistable element bG to attain the operating position, which then applies operating potential to the gate G1. It is only then that the Jp pulse can take effect. The control pulses Js then pass via the gate G2, which is merely a potential reversal gate, to the counting element. The further operations at the counting element have already been described.

In Figure 27, the negative half-cycle can be generated either by the Jn pulse, or the sweep of the positive half-cycle is repeated, the respectively marked outputs being stored.

The code used in the invention may preferably be an amplitude and/or phase code, of the kind illustrated by way of example in Figure 16. With purely an amplitude code, it is also possible to provide 2 code alternating currents of the same frequency, in which case one is then phase-shifted by 90 degrees in the event of transmission and subsequently added to the other.

The principle behind the invention can also be used for the transmission of digitized voice. Figure 28 illustrates 5 coding alternating currents with a binary code, the characteristic states being a large and a small amplitude value of the respective half-cycle. In this case, the frequencies are 8, 12, 16, 20 and 24 kHz. Twenty bits are obtained in this case; if 2 alternating currents of the same frequency, but phase-shifted by 90 degrees, are additionally provided, then 40 bits are obtained, that is to say, in the case of 8-bit code

words, as illustrated in Figure 28a, 5 digitized voice channels can thereby be transmitted.

In Figures 21 and 22, 2 audio tapplings suffice per line given a tapping frequency of approximately  
5 30 kHz (PAM) per line, which tapplings can be effected e.g. at the beginning of the respective picture line and in the centre of the picture line; the spacing is then 32  $\mu$ s. Each tapping is then converted into an 8-bit code in the analog/digital converter A/D and is then  
10 transmitted with the following 5 luminance code words, as is illustrated in Figure 21a. By way of example, with I/9, 10, 11, 12 and V/9, 10, 11, 12 in Figure 21a. The tapplings during the frame change time must be determined e.g. by time measurement. The coding is then also  
15 effected in the frame change time.

For the code division multiplex it is possible, of course, to use any desired code, such as the AMI or HDH-3 code. In the examples, an amplitude code is often used in which the code elements comprise the half-cycles  
20 or periods of a sinusoidal alternating current with the characteristic states of small and large amplitude values. In this case, one code element corresponds to one bit. If, by way of example, 12 bits are required for the CVBS and audio signals, then 12 half-cycles are  
25 necessary. The coding can be realized asynchronously with the tapplings, since the length of the code words does not change. If, on the other hand, a phase code or additionally a phase code is provided, then the period duration also changes in the event of each phase change,  
30 with the result that, in the case of a periodic tapping and in the case of equidirectional phase changes, the signal tapplings are no longer synchronous with the code. For compensation purposes, there are two possibilities in this case - in addition to buffer storage - in the first  
35 place re-establishing the nominal frequency in the event

of each phase change until the next phase change, e.g. in Figure 4 the nominal frequency  $f_2$  and, if a phase change  $T = f_1$  takes place and if the following codings have the same phase changes, then the following codings are coded with the nominal frequency  $f_2$ . Only if the phase  $f_1$  changes again does a phase change then take place with regard to the reference phase, that is to say the reference phase must be stored at the receiver. The said reference phase can be transmitted by the transmitter, e.g. in the blanking interval. Another possibility for avoiding overlaps of 2 tapplings consists in the following procedure: at the transmitter, with each code word, a measurement is made between the end of the code word and the preceding and the succeeding tapping. If there is the risk of an overlap in the leading or lagging direction, then code words having the smallest or largest period durations are interposed. Such code words are illustrated in Figures 29a and 29b. This can be circumvented by line storage.

In Figure 19, a code element has 6 different steps and the code word has 2 positions; consequently, 6 to the power of 2 combinations are possible, that is to say 36 combinations. Five bits are obtained with 32 combinations. In Figure 21b, a code element can likewise assume 6 steps, with the result that, given 5 positions, 6 to the power of 5 = 5184 combinations are possible, that is to say at least 12 bits. 4096 combinations are obtained with 12 bits.

In Figure 22, the PAM for the audio is generated in the TSO element and applied to 6c in each case, e.g. in a half-line by half-line manner. The terminals 6c and 6d are not necessary if the audio and the other signals are placed in the blanking interval, so that the concentrator K1 then performs these tasks.

The way in which e.g. the code division

multiplex can also be applied to television shall be shown with the aid of Figures 21, 22 and 23. The transmission frequency can, of course, be significantly reduced if more amplitudes and/or phase steps are provided. In addition, it is also possible to effect a combination with different carriers, as envisaged e.g. in the patent application P 32 29 139.6 Figure 9, or with different current paths. Thus, e.g. in Figure 28, a 64-kbit voice channel can be transmitted at 8 kHz, to be precise with a binary code. Two positions are each marked by the 2 half-cycles of an 8 kHz alternating current, and 2 further positions by the 2 half-cycles of an alternating current which is phase-shifted by 90 degrees. These 2 alternating currents are summed and transmitted as one alternating current via one current path. The same is carried out via a 2nd current path, so that the code word has 8 positions and 2 steps, with the result that 256 combinations are obtained. At the receiving end, decoding is performed after the evaluation of the half-cycles and, of course, buffer-storage. The coding can also be effected in a duobinary fashion.

A further method of transmitting, in a frequency-modulated manner, in particular analog signals such as voice, sounds, the luminance signal in television, the colour signals in television, telecontrol values, to be precise with less bandwidth, consists in converting the magnitude of the PAM pulses into PDM pulse lengths with the aid of pulse duration modulation PDM. These PDM pulses can then be converted into alternating current pulses, e.g. according to the method of Figure 7. The pulses are then formed by the half-cycles or periods of an alternating current, the period durations or half-period durations of the half-cycles or periods being equal to the length of the PDM pulses.

The spectrum of the frequency-modulated

oscillation used hitherto contains a large number of side oscillations above and below the carrier, which means that a very wide band is necessary in the case of transmission. In this case, the required bandwidth is  
5 greater than twice the frequency swing. In the case of the circuit according to the invention, predominantly digital switching means can be used, thereby enabling inexpensive production.

The method will now be explained in more detail  
10 below with reference to drawings. Firstly, known circuits will once again be explained, these being necessary inter alia in the context of generation (European patent application 0 284 019). Two exemplary embodiments of the invention are described below. Firstly, the principles  
15 behind the two embodiments are summarized. The information is in the first place subjected to pulse amplitude modulation and subsequently converted into pulse durations with the aid of the equidistance method, or else the information is directly coded into pulse  
20 durations with the aid of the sawtooth method. These pulse durations are then converted, in conjunction with the intervals between the pulse durations, into square-wave pulses and subsequently into sinusoidal coding alternating currents with the aid of filters. The pulse  
25 durations and intervals are converted with the aid of counting elements in conjunction with electronic switches. The pulse duration then corresponds to the duration of a half-period or period of the coding alternating current. If the pulse duration is short, the  
30 frequency of the half-cycle or period in the coding alternating current is high; if the pulse duration is long, then the frequency of the half-cycle or period in the coding alternating current is small. At the receiving end, the half-period or period durations are evaluated,  
35 for example by measurement. In this case, therefore,

frequency and phase modulation is simultaneously present.

In the case of the 2nd embodiment, the pulse duration pulse, PD1, PD2 in Figure 32, and the interval between the pulse durations (Figure 32, P) - the pulse  
5 duration and the interval each correspond e.g. to the interval between 2 tappings, designated by  $t_p$  in Figure 30a - are fed to an electronic relay in which bipolar square-wave pulses are then generated. The frequency-modulated coding alternating current is then  
10 generated with the aid of filters.

Figure 7 illustrates how the time of a pulse is determined with the aid of a counting element Z in conjunction with the frequency of the stepping or measurement pulses generated in the oscillator Osc. The  
15 respective output of the counting element then marks the time. This is then provided in conjunction with gates for the control of an electronic relay ER. The latter then generates bipolar square-wave pulses.

The detailed functioning is as follows. The  
20 stepping or measurement pulses for the counting element Z are generated in the oscillator Osc. The said pulses pass via the gate G1 to the counting element Z as long as the beginning characteristic identifier is present at B. In the example, only the outputs Z1 and Z2 of the  
25 counting element are required. These outputs are connected to the gates G2 and G3. If the half-period of the square-wave pulse J is intended to have the magnitude of the sum of the measurement pulses up to Z1, h potential is applied to g3 from the coder Cod, with the  
30 result that a potential changeover takes place at the output of G3 when the output Z1 is reached, which potential changeover causes the electronic relay ER to end the square-wave pulse. If this was a positive pulse, then the next pulse will be negative. The counting  
35 element is then switched back again in this position. The



gate G4 is provided for this purpose at the output z2. From the coder, the oscillator frequency can also be increased or decreased via fA, with the result that, by way of example, different times could be marked by the  
5     respective outputs. A connection A also passes from the coder Cod to ER, and can be used to control different pulse magnitudes J.

The square-wave pulses are passed onto the line as a sinusoidal coding alternating current via a low-pass  
10     filter Tp, the transformer  $\bar{U}$  and the filter Fi. The half-period or period of the coding alternating current is the same as that of the square-wave pulse. The principle behind the conversion of the square-wave pulses into a sinusoidal alternating current is illustrated in  
15     Figure 3. If, by way of example, square-wave pulses at the frequency 1 MHz are band-limited by a low-pass filter of 5.5 MHz, then rather steep edges are still obtained, as is illustrated in Figure 3c. A low-pass filter of 3.5 MHz was inserted in Figure 3b; it can be seen that  
20     the edge steepness has already diminished to a noticeable extent in this case. In Figure 3a, a low-pass filter of 1.5 MHz is connected in, and a sine-like alternating current is obtained at the receiver in this case. The period durations are identical to those of the square-  
25     wave pulses, that is to say that the period durations can be taken as a measure of the frequencies and/or phases. This principle was used in Figure 7 in the conversion of the square-wave pulses J into a coding alternating current with the aid of the low-pass filter TP.

30     Figure 4 depicts square-wave pulses having different period durations, to be precise expressed by the frequencies f, f1 and f2. These square-wave pulses have mutually different phase shifts and/or different frequencies. It can be seen from this that phase jumps  
35     and/or frequency jumps can be caused by changing the

period durations, so that frequency modulation is also obtained by this means. In Figure 5, such a phase and/or frequency jump is effected in a step-by-step manner. What is achieved as a result of this is that the bandwidth  
5 becomes small. As revealed by Figure 6, given phase jumps of 5 degrees per 180 degrees, a total phase shift of 40 degrees is obtained in the case of 4 phase jump steps.

Figure 30a illustrates PAM-coded pulses of a signal Inf. These pulses are converted into pulse  
10 duration pulses with the aid of an equidistant method, as is shown in Figure 30b. The distance between the PAM pulses (Figure 30a,  $t_p$ ) corresponds in each case to a pulse duration PD and an interval P, as illustrated in Figure 30b. Pulse duration modulation can also be carried  
15 out with the aid of the sawtooth method. This method is illustrated in Figures 31 and 32. The pulse durations are square-wave pulses PD1, PD2. Symmetrical PDM and bipolar PDM are also known (also see the book "Modulationsverfahren" [Modulation methods] by Stadler  
20 1983).

Figure 35 illustrates an exemplary embodiment in accordance with the invention. In the pulse duration modulator PDM, the pulses are generated, e.g. according to Figure 30b or 32, and are passed via G5 to the gate  
25 G1. The measurement pulses Jm, e.g. at a frequency of 100 kHz, are present at the other input of the gate G1. As long as a PD pulse is present at G1, the measurement pulses Jm are activated at the output. The measurement pulses pass via the potential reversal gate G2 to the  
30 counting element Z, which is controlled by these pulses. The number of outputs at the counting element corresponds e.g. to the distance between two PAM pulses,  $t_p$  in Figure 30a. Suppose that the tapping frequency is 10 kHz; the counting element would then have 100 000 outputs. The  
35 frequency swing is determined by the largest and smallest

amplitude values of the information item Inf, designated by gw and kw in Figure 30a. The outputs of the counting element Z lead to gates G3 and the outputs of the gates lead to gates G4. The respective PD pulse is present in each case at the other input of the gate G4, which pulse inhibits the gate G4. Only when the PD pulse is no longer there can the output potential also be activated at G4 via G3. ER then receives via G4 a potential changeover characteristic identifier for the next square-wave pulse. The beginning of the square-wave pulse is marked by the respective PD pulse. The next square-wave pulse is determined by the interval P (Figure 30b, P). From ER, a potential is applied to gate 5 via P, in order that the measurement pulses Jm become transmissive again at the gate G1. The counting element Z is then switched up to the output for gate G6. When the next PD pulse arrives again, G6 is activated and the counting element is switched back to the starting position via R. At the output of ER there are then square-wave pulses RJ having the magnitude of the half-periods like that of the PD pulses and of the intervals P. In the filter Fi, the square-wave pulses become sinusoidal half-cycles fmo, and so the information is frequency-modulated. The half-periods of the useful signal modulation frequencies then vary between the half-period durations identified by kw and gw at the counting element. In Figure 33, by way of example, kw = 15 kHz, the centre frequency is 10 kHz, and, in Figure 34, gw = 75 kHz. In the example, the pulse durations may change by half; this is a dimensioning matter of the pulse duration modulation circuits. The half-cycles of the intervals have a minimum frequency of 7.5 kHz in Figure 33 and a maximum frequency of 15 kHz in Figure 34. The amplitudes of the half-cycles always remain the same. The evaluation at the receiving end is effected by measuring the half-period durations.

Synchronization is not necessary since the zero crossings of a period simultaneously code the tapplings in the case of coding with the aid of PAM; therefore, only the positive half-cycles need be converted into PAM pulses.

5 The PAM pulses are then lagging by a period at the receiving end.

The redundancy of the intervals in Figure 35 can be avoided if, by way of example, the PAM pulses are stored and the next PAM pulse is called up after each PD coding. However, synchronization is then necessary at the receiver. If PAM were used at the transmitting end, the tapping frequency would have to be synchronized from time to time. Figure 36 illustrates the basic circuit of such a circuit at the transmitting end. The PAM pulses are stored in the memory Sp. The call-up of the next pulse arrives from ER via AR. In preparation, the next pulse had already been stored as PDM pulse in the memory Sp1. As a result, the counting element Z is then controlled by means of the control element St and set to a corresponding output. The counting element has also been returned to the starting position by ER via R. The control pulses Jm are also present at the control element. With the call-up of the PDM pulse, a PAM pulse is also passed from the memory Sp to the pulse duration modulator and is stored in the latter as a PDM pulse until the Sp1 memory is free again. Two Sp1 memories will expediently be provided and will then be connected to the control unit alternately after each call-up by ER. At the end of the PDM pulse, an end-of-criterion is passed to ER via the counting element Z, G1, G2. The square-wave pulse PD generated by ER is inverted to the next one, the counting element is switched back via R and, via AR, the call-up of the next [lacuna]

10  
15  
20  
25  
30

Figure 39 illustrates 4 channels with half-cycle coding with the characteristic states of large and

35

small amplitude values. The frequency is the same for all 4 channels. These 4 channels are provided for coding the colour television signals. Eight bits are provided for the Y signal (luminance signal), to be precise in each case 4 bits for the channels a and b; in each case 2 bits in the channels a and b are provided for audio and other signals T + S. The channel c is present for the coding of the red signal and the channel d is present for the coding of the blue signal, with 6 bits in each case. In each case 2 channels are then combined in accordance with Figure 11 vector I, (k1, k2) with the instances of coding I, (II), IV, (III), thereby resulting in an aggregate alternating current in accordance with Figure 9. The phase angle of the two aggregate alternating currents is then fixed at 0 degrees and 90 degrees. These 2 aggregate alternating currents can then be transmitted on the basis of quadrature amplitude modulation, with the result that a narrow band is required for transmitting all the colour television and other signals. Transmitted as dual QAM, that is to say channel a + b quadrature-amplitude-modulated and channels c + d quadrature-amplitude-modulated, where the channels have phase angles of 0°, 90°, 90° and 180° with respect to one another and their aggregate alternating currents have phase angles of 45° and 135°, and where the two aggregate alternating currents are again subjected to quadrature amplitude modulation, the evaluation is more difficult, as is also evident from Figure 11 (the vectors I, II and II are produced in the case of single QAM).

The 4 channels or their binary values can also be transmitted in code division multiplex. The binary values of the 4 channels are illustrated once again in Figure 40. In accordance with Figure 41, in each case 2 rows of Figure 40 are intended to be combined into 8 bits. In Figure 39, suppose that the frequency of the

alternating currents is 6 MHz; 18 MHz are then required for the coding. If, in Figure 41, use is made of duobinary coding in accordance with Figure 62 with the half-cycles as code elements, then although there would  
5 be a slight gain in bandwidth relative to Figure 39, the frequency would be 3 times as high. If the rows 1, 2, 3 and 4, 5, 6 are combined, that is to say 12 bits in each case, in this duobinary code, then a code word having 3 steps and 8 positions is necessary for one row 1, 2, 3.  
10 Eight positions mean 4 periods. A frequency of  $2 \times 24$  MHz would thus be necessary, that is to say also too high for this purpose. Figure 45 illustrates a code element having 4 steps. With 4 steps, this results in 256 possibilities. Coding according to Figure 41 would result in a frequency  
15 reduction to 36 MHz. Figure 63 illustrates a code element having 6 steps. In order to serially code 3 rows of Figure 40, that is to say 12 bits, 5 positions would be necessary here. 30 MHz would thus still be necessary. In addition to the 3 amplitude steps, 2 phase steps or  
20 period durations are also provided. Figure 46 illustrates 3 amplitudes and 3 phase steps. If 2 rows each of 12 bits are formed from the arrangement of Figure 40, 3 positions are necessary for each row, that is to say 6 positions for both rows, in other words a frequency of 18 MHz is  
25 necessary.

The colour television signals are arranged differently in Figure 43. Eight bits for a Y tapping (luminance, pixel B) are serial each with 4 bits, and the colours red or blue are serial each with 3 bits in the  
30 rows III + IV. The respective 4th bit in rows 3 and 4 is provided for audio and other purposes. The colour red or blue respectively appears with every 2nd Y signal, that is to say these continually alternate. If the vertical rows 1/2 and 3/4, as illustrated in Figure 44, are  
35 combined, then more favourable conditions result in the

event of coding. With 4 steps, 3 positions are necessary; a frequency of 18 MHz is then necessary. If the rows 1/2 and 3/4 are arranged in parallel, that is to say 16 bits, then 4 positions, that is to say a frequency of 12 mHz, are necessary in the event of coding according to Figure 46. The dual QAM of Figure 39 can be transmitted in a frequency-modulated manner in order to provide even more reliability during transmission. The aggregate alternating current has only small frequency changes, with the result that, as revealed by Figure 64, the frequency-modulated oscillation can indeed be transmitted in a narrowband fashion. This figure reveals that the half-period duration  $T/2$  becomes very short in the event of a frequency increase, in other words that the frequency greatly increases. With a modulation frequency  $Mf$  and an amplitude  $u$ , the half-period duration is  $T/2$ ; with a doubled amplitude  $2u$ , the half-period duration is shorter, while with the frequency doubled in addition, frequency  $M2f$ , the half-period duration is substantially reduced.

Figure 47 illustrates an overview of a television transmitter in which the codes explained in Figures 40, 41, 43 and 44 are used. From the multiplexer (not illustrated) the analog signals that have been tapped off arrive and pass into the analog memory ASp, from where the samples taken are forwarded to one or more analog/digital converters. The digitized signals are then stored in the digital memory DSp and subsequently fed to the ordering unit. In the latter, they are ordered in accordance with Figure 40, 41, 43 or 44. Having been ordered in this way, they are fed to the coder. They are coded in accordance with the predetermined code, e.g. according to Figure 45 or 46 or 62 or 63, and fed to the modulator MO. The transmission alternating current is fed to the modulator from the oscillator and the modulated

transmission alternating current is passed via amplifier stages (not illustrated) and the output amplifier to the antenna. An overview of the receiver for evaluating the coded signals is illustrated in Figure 48. A transmission  
5 alternating current arrives via the reception antenna E and passes into the stages tuning circuit/amplifier, mixing stage/oscillator Mi/Osc, via the intermediate frequency amplifier ZF to the demodulation stage - the input is connected like a superheterodyne receiver in the  
10 case of broadcasting reception -; the code alternating current is present at the output of the demodulator. The said current is connected into the decoder. The signals tapped off in the transmission multiplexer are obtained again here, such as the Y, r-y, b-y, audio and other  
15 signals S, and fed to the various circuits.

Figures 50 and 51 illustrate instances of analog coding of the colour television signals. An alternating current of the same frequency as the code alternating current is provided in Figure 50. The  
20 amplitudes of the half-cycles are the code elements. The tapping sequence is y, r, y, bl, y, T + S, etc. These analog-coded signals are transmitted on the basis of frequency modulation, with the result that a narrowband - only one frequency Figure 64 - and also transmission  
25 reliability are obtained.

An analog code is likewise provided in Figure 51. It is phase coding. The analog code is manifested by half-period durations of different lengths. In this case, the amplitudes of the half-cycles always  
30 have the same magnitude; it is a kind of frequency and phase modulation. The individual signals are arranged serially again, in the example y, r, y, bl, y, T + S. The transmission is effected at 6 MHz given a tapping frequency of the Y\_ signal at 6 MHz. If multiplex tapping  
35 of all the signals is effected, that is to say including



the  $r$ ,  $bl$  and  $T + S$  signals, then a tapping frequency of 12 MHz is necessary.

Coding in accordance with Figure 51 is provided in Figure 52, except that the audio and other signals  $T + S$  are coded by a superposed amplitude code. It is a binary code with a large and a small amplitude. The values of the  $Y$  and  $r + bl$  signals are defined by the half-period durations. In synchronism with the PDM pulse, the respective amplitude value is then passed e.g. to the ER relay of Figure 36, in which a square-wave pulse with a small or large voltage is then generated. The amplitude code elements may, for example, be assigned to a plurality of channels, such as audio stereo, etc. In Figure 55, the 4 half-cycle code elements are assigned to 4 different channels.

An evaluation of the PDM, PPM or PFM pulses with the half-period durations coded is evident from Figure 59. This is again effected with the aid of a sawtooth voltage. At the beginning of a half-cycle, that is to say at the zero crossing, the generator of the sawtooth voltage is switched on; after the half-cycle at the next zero crossing, the sawtooth voltage is momentarily connected to a capacitor, e.g. by means of a field-effect transistor, and stored in the said capacitor. The half-period duration  $T/2$  is then identical to the voltage value  $T/2$  or analogous to the magnitude of the voltage value. The half-period duration of 1 corresponds to the voltage value  $u_1$ , that of 2 to that of  $u_2$ , etc. If pulse amplitude modulation of speech at 8 kHz was effected at the transmitting end, then at the receiving end the voltage  $u_1$ ,  $u_2$ ,  $u_3$  must in each case be tapped off at the same frequency and converted into the speech alternating current. In the event of time division multiplex tapping of a plurality of channels, the stored values  $u_1$ ,  $u_2$ ,  $u_3$ , ... must be distributed again with the

same frequency of the time division multiplex tapping. The original information can be produced e.g. by the evaluated code  $u_1, u_2, \dots$  being formed in a staircase fashion after the channel allocation and this staircase  
5 signal being passed via a low-pass filter. Such conversions are known and will not, therefore, be discussed in any more detail.

In the same way as the PDM pulses in Figure 59, PPM pulses can also be decoded. This is illustrated in  
10 Figure 60. The distance  $T_2$  between the pulses is converted into PAM pulses again by the sawtooth method and stored. The distance  $T_2$  then corresponds to the voltage  $u_1$ , etc.

In the case of the transmission of television  
15 signals according to the principle of Figures 36 and 38, the evaluated signals must be distributed synchronously at the receiving end. Synchronizing pulses have to be transmitted in the blanking interval in order that, in accordance with the sampling frequency at the  
20 transmitting end, the distribution frequency can be defined at the receiving end. The sum of the longest half-period durations that occur per line must not exceed the time of 54  $\mu$ s. This is the time provided for a line in the case of a 4:3 picture format. Consequently, the  
25 half-period durations must be concomitantly measured in the transmitter. Under certain circumstances, a filling code e.g. comprising the minimum or maximum period durations in a specific sequence must additionally be inserted into the line code. It is also possible, of  
30 course, to provide other filling codes. Moreover, the blanking interval can additionally be provided as the filling code as well. Figure 61 illustrates the minimum and maximum half-period durations  $k$  and  $g$ . Such durations can be transmitted e.g. alternately. Based on this, it is  
35 also possible to combine a plurality of channels via one

transmission path. Figure 56 illustrates one such example. The multiplexer Mu combines the channels 1 to n in pulse amplitude terms, this actually being known. These PAM samples are stored in the memory Sp, called up  
5 by the PDM and, as already described, fed to the counting element via a control unit St, to which the control pulses Jm are connected. The remaining switching operations are the same as those described e.g. in Figure 36. After the pulse duration modulator PDM, the  
10 pulses can also be subjected to further processing directly in accordance with Figure 38. At the receiving end, of course, synchronization and distribution must be effected in accordance with the tapping frequency of the multiplexer.

15               Figure 57 demonstrates another possibility for multiple utilization of a current path. In order to be able to separate the code alternating currents in frequency terms, control pulses are used which are such that the frequency ranges of the code alternating  
20 currents are spaced apart such that entirely satisfactory evaluation is possible, e.g. separation at the receiving location by means of filters. In Figure 57, Z1 is one converter with the control pulses Jm1 and Z2 is the other converter or counting element with the control pulses  
25 Jm2. Figure 58 illustrates the frequency of the two channels.  $T/2I$  and  $T/2II$  are the smallest frequencies of the two channels. As a result of the angular swing  $f_2$ , the frequency range of the channel  $T/2I$  is approximated more closely. In the example, a distance of Ab is also  
30 present. This can be chosen such that cost-effective filters can be used.

A few codes which can be used to code and transmit data, television signals in the example, with a frequency are also explained below. Figure 53 illustrates  
35 a binary code in which the amplitudes of half-cycles with

the characteristic states of large and small amplitude values are provided as code elements. One bit can then be coded with one half-cycle. Eight bits are provided for the Y signal, in each case 6 bits are provided for the red and blue signals, and 2 bits are provided for the audio (digitized) and other signals. Red and blue are coded alternately, as illustrated e.g. in Figure 51. In the case of 6 Meg tapplings for the Y signal, a coding alternating current at 48 MHz would be necessary in this case. Duobinary coding is provided for this purpose in Figure 54. The coding alternating current then has a frequency of 27 MHz. These coding alternating currents can again be transmitted in a frequency-modulated manner; in this case, the frequency band does not become too wide either, as revealed by Figure 64. The transmission reliability becomes even greater in this case. Figure 66 depicts a possible way of digitally transmitting a message in a narrowband manner without modulators. Each code element is assigned a multiplicity of periods of an alternating current at a frequency which are determined by the time  $Og$ , that is to say a predetermined number of periods. It is assumed that binary coding is effected. Upon each state change, that is to say 1 to 0 or 0 to 1, the transition takes place continuously designated by  $\ddot{U}$  in Figure 66. The amplitudes for the zeros have the magnitude  $A_k$  and those for the 1s  $A_g$ . If identical values occur one after the other, then the amplitude magnitude is not changed; in the case of 5 identical values, a number of periods of  $Og$  with the same amplitude would be obtained 5 times. The transition to another characteristic state is classed e.g. as the following characteristic state, that is to say e.g.  $\ddot{U} + 0 = Og$ . Figure 65 depicts how the television signals can be digitally arranged serially.

In Figures 53, 54 and 66, the frequency bands

for the transmission of the television signals are very narrow. Under certain circumstances, channels could be accommodated between the individual television channels. The carrier BTz is provided for this purpose in

5 Figure 42. In the case of the coding according to Figure 66, the carrier is simultaneously the modulation signal. In the case of the modulation of the composite video signal with the intermediate frequency carrier 38.9 MHz, in addition to the filter for the generation of

10 the vestigial sidebands, a tuned circuit or series resonant circuit is brought to a frequency such that a curve RR as illustrated in Figure 42 is produced. Such a series resonant circuit is easy to realize. The Nyquist slope should hardly be influenced by this measure.

## Claims

1. Method for the digital and/or analog coding of information of one, two or more channels and/or frequency or bandwidth reduction and/or enhancement of the transmission reliability, characterized in that the transmission of information of one, two or a multiplicity of channels is effected with less bandwidth than is made up by the individual channel or the sum of the bandwidths of two or a multiplicity of channels, by the synchronously or quasi-synchronously arranged code elements of the channels to be transmitted being ordered in parallel (Figure 20, S1, S2,...) and thus being combined together to form a code word, and/or in that the digital or analog information items to be coded, if appropriate with the interposition of intermediate stages (e.g. PAM), are converted into PDM pulses, in that, furthermore, means are provided which convert the values of the PDM pulses into the half-period or period durations of half-cycles or periods of a sinusoidal or sine-like alternating current (Figure 35, ER, Figure 36, ER, Figure 38, ER).
2. Method for generating a frequency modulation, characterized in that means are provided which convert an information item or a signal (Figure 30a, Inf) into pulse durations (Figure 30b, 32), in that, furthermore, switching means for measuring the pulse durations, in particular counting switching means (Figure 35, Z), are provided, which simultaneously perform marking of the pulse durations (e.g. Figure 35, Z, A); in this case, the marking circuits are connected in conjunction with pulse duration pulses via gates to an electronic switching means (Figure 35, ER) in such a way that the start and the end of the respective pulse duration pulse code a periodic signal, in particular square-wave pulse;

furthermore, filter means are provided which are such that only sine-like or sinusoidal alternating currents and/or harmonics thereof reach the line (Figure 35, fmo).

3. Method for generating a frequency modulation, characterized in that means are provided which convert an information item or a signal into pulse durations, and in that, furthermore, switching means are provided which convert the duration pulses into an uninterrupted sequence (Pd, Pd, Pd,...) or which convert the pulse duration pulses and the associated intervals (Figure 32, PD1, P, PD2) into, in particular, square-wave pulses (Figures 36, 38), and in that filter means are subsequently provided which are such that they convert these into sinusoidal or sine-like half-cycles or periods to form a coding alternating current.

4. Method according to Claims 1 to 3, characterized in that the pulse duration pulses and intervals or, in the case of storage, pulse duration pulses in an uninterrupted sequence control electronic switching means directly (ER, Figures 36, 38) in such a way that the respective pulse duration or pulse duration interval is converted into a period duration or half-period duration of unipolar or bipolar square-wave pulses, and in that filter means are provided which turn the square-wave pulses into sine-like half-cycles or periods in an uninterrupted sequence of positive and negative half-cycles.

5. Method for evaluating distances e.g. between pulses or half-period or period durations, characterized in that, at the start of the distance marking (Figure 60, 1) or at the zero crossing of the half-period, means for generating a sawtooth voltage are started, and in that, at the end of the distance marking or at the 2nd zero crossing of the half-period (Figure 59), means are connected to the sawtooth voltage which form measurements

thereof or in that means are provided (FET) which store this voltage in a capacitor, in particular.

6. Method according to Claims 1 to 5, characterized in that multiple utilization of current paths is effected by a plurality of information channels being combined in time division multiplex (Figure 56) or by the control pulses for the counting elements obtaining (Figure 57, Jm1, Jm2) a frequency such that their coding alternating currents are not imparted any overlap during the transmission via a current path.

7. Method according to Claim 1, characterized in that, for the coding, a multi-step amplitude code (binary, duobinary, etc.) and/or a phase code or multi-step phase code and/or an analog amplitude and/or phase code is provided, which is provided in particular for the multiple utilization or reduction of the frequency in the case of telex (Figures 18, 19, 20), in the case of television (Figure 21), in the case of teletext, data transmission (Figure 24) and in the case of digital voice transmission (Figure 28).

8. Method for colour television, characterized in that, at the transmitting end, all of the signals are combined in code division multiplex, where the colour, audio and other signals can be assigned as required to a plurality of Y signals in code division multiplex, and in that the receiving end is designed like a superheterodyne receiver, the decoder being arranged downstream of the demodulator (Figure 23, DM), and the decoded signals being distributed in a correctly timed manner by means of the said decoder.

9. Method for the coding of the colour television signals, characterized in that the y signal, red signal y signal, blue signal, Y signal, audio + other signals are tapped off serially in an uninterrupted sequence, in that the PAM values are transferred to the half-period or



- period duration of half-cycles or periods of an alternating current, to be precise in the event of amplitude identity, or in that only the sequence Y, r, Y, bl is provided and the audio and other signals are coded by a binary or duobinary frequency amplitude code (Figure 55) by each half-cycle or period being assigned an amplitude value which corresponds to the code, in which case the 4 amplitude values (Figure 52) can be assigned to different channels in code division multiplex.
10. Method for the coding of the colour television signals, characterized in that the television signals are only coded with a frequency (Figures 53, 54, 66) by the serially arranged code elements formed by the amplitudes of the half-cycles or periods with the characteristic values of large or small amplitude value or small, medium and large amplitude value being provided for all of the signals, or in that the code is formed from a multiplicity of periods with 2 or 3 characteristic quantities and a continuous transition between the quantities (Figure 66, Ü), this code being provided, as required, for accommodating a channel in the gap between the conventional channels (Figure 42).
11. Method according to Claims 1, 7, 9 and 10, characterized in that the evaluation at the receiving end is effected as far as the decoder as in the case of a superheterodyne receiver.
12. Method according to Claims 1, 7, 8 to 11, characterized in that the television signals are transmitted on the basis of dual QAM, where the y signal is distributed between 2 channels each with 4 bits and these channels are additionally assigned in each case 2 bits for audio and other purposes, the code elements are the half-cycles of an alternating current with the characteristic states of large and small or large, medium and small amplitude values, and the transmission is

effected, as required, on the basis of frequency modulation.

Fig. 2

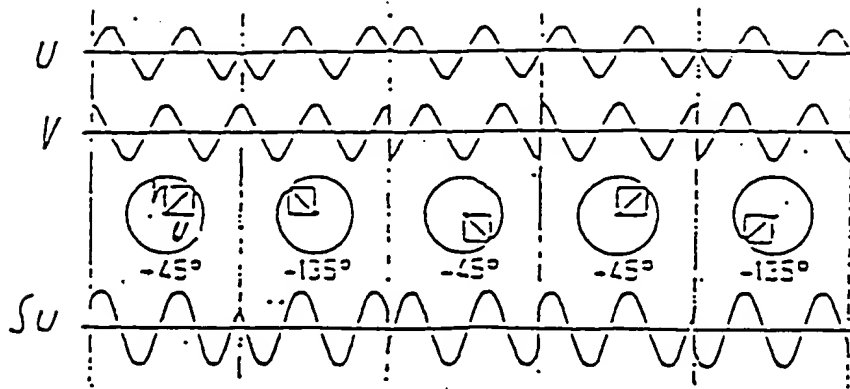
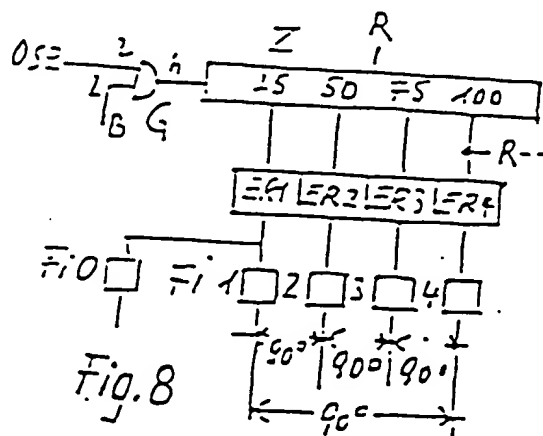
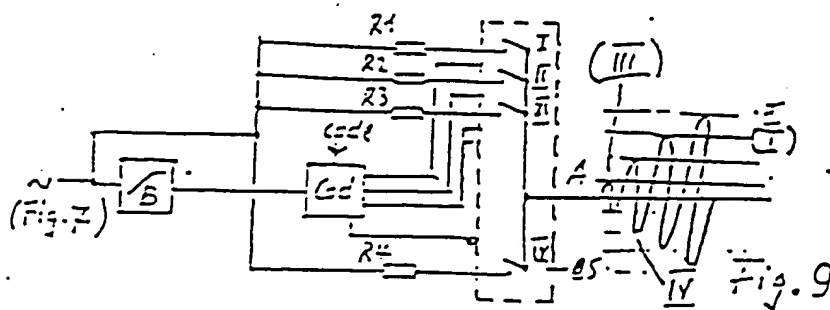
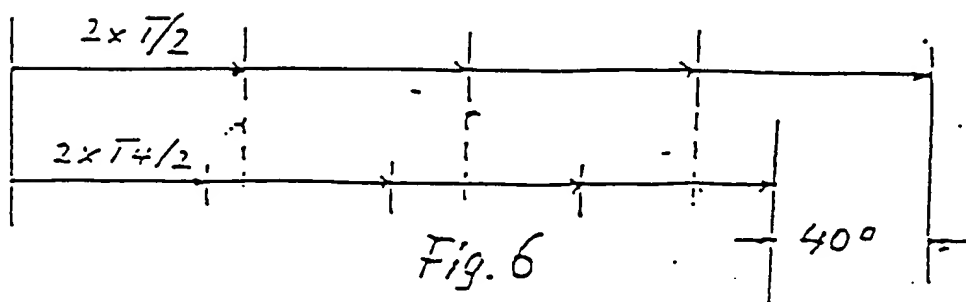


Fig. 6



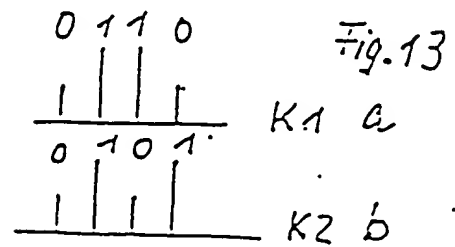
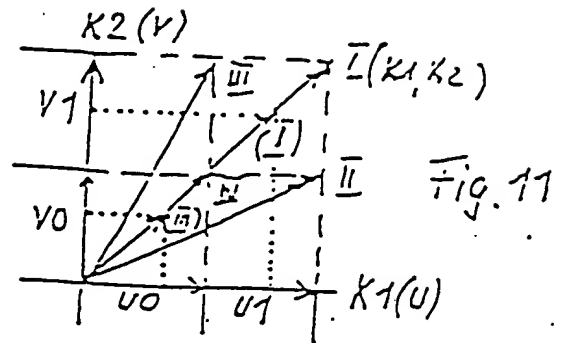
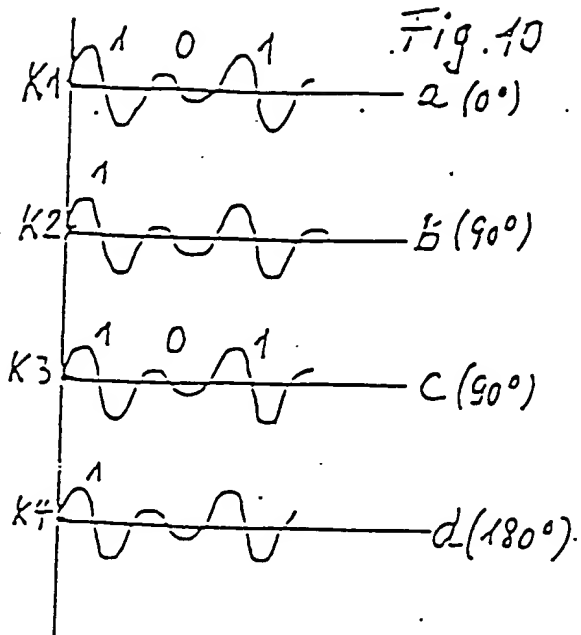


Fig. 14

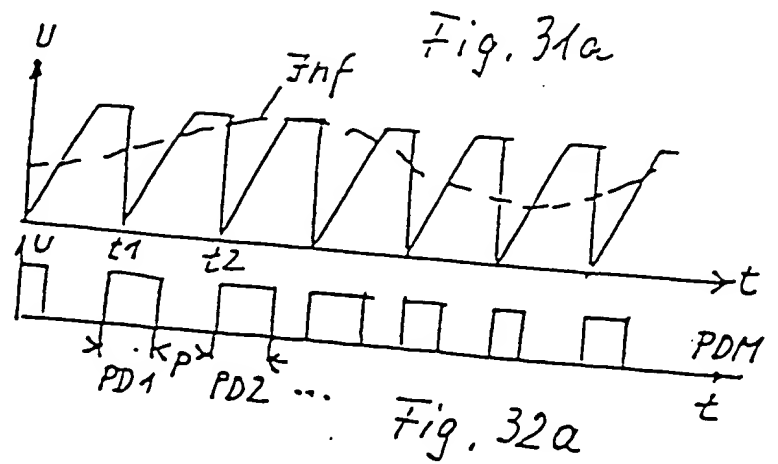
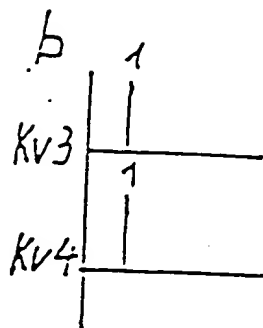
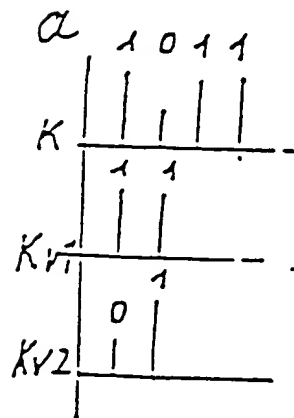
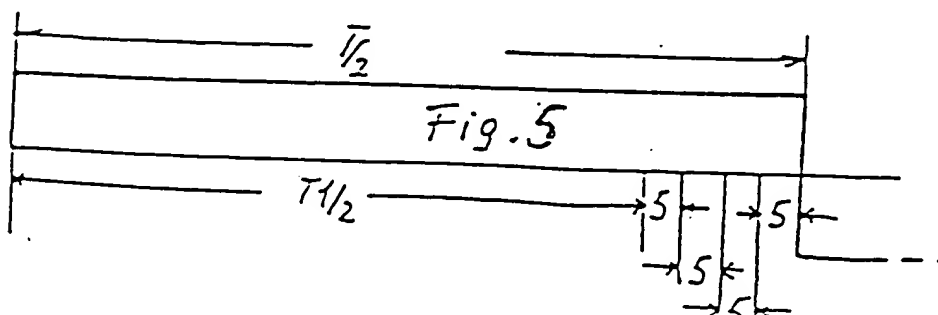
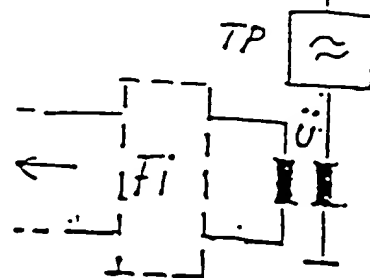
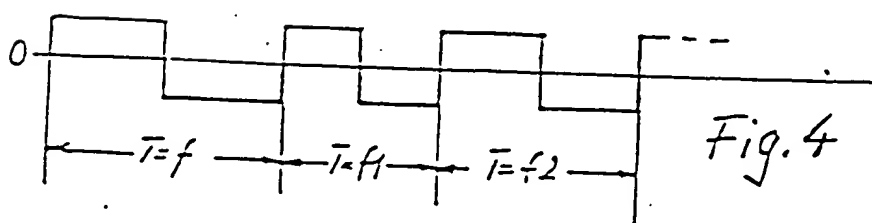
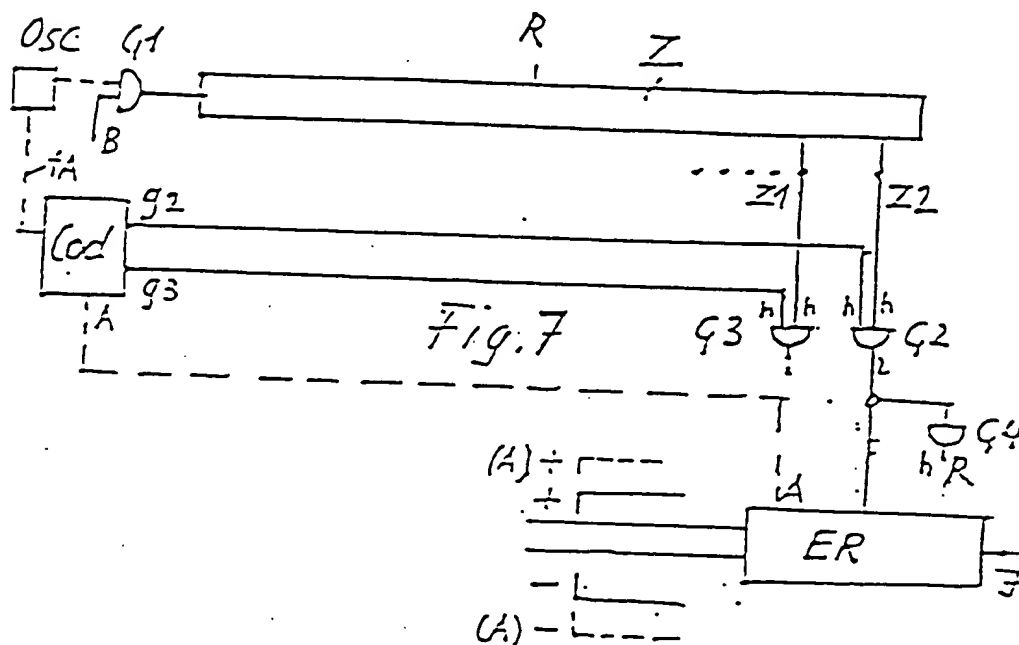
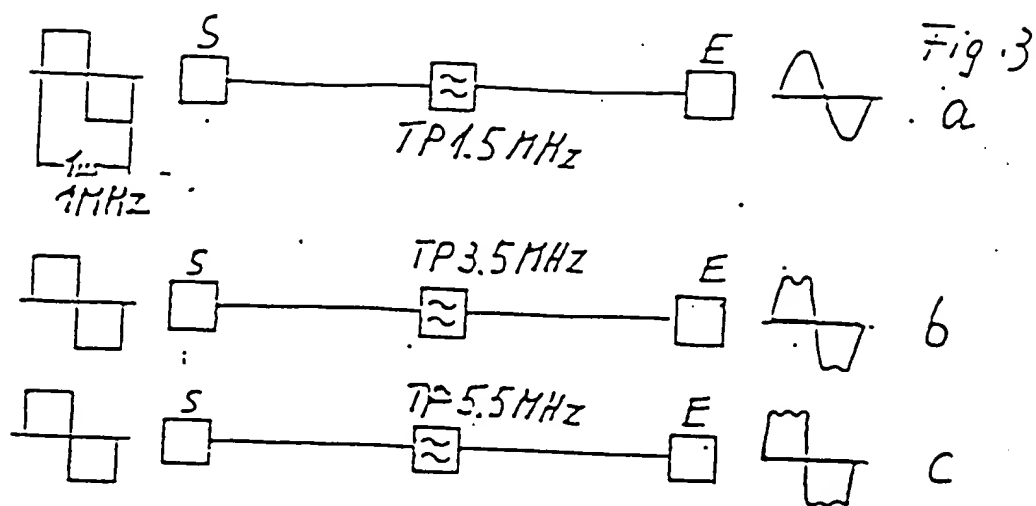
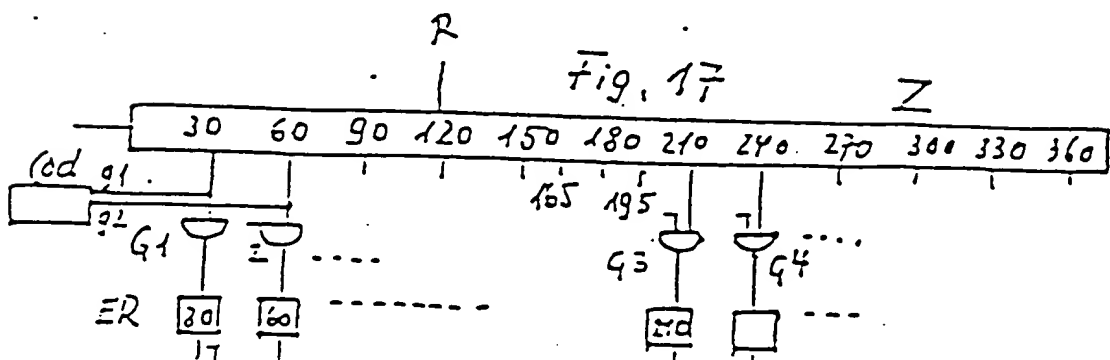
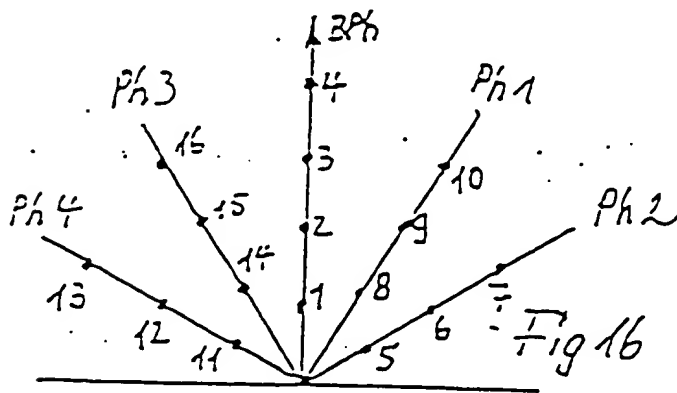
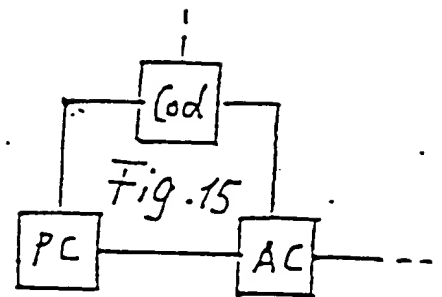
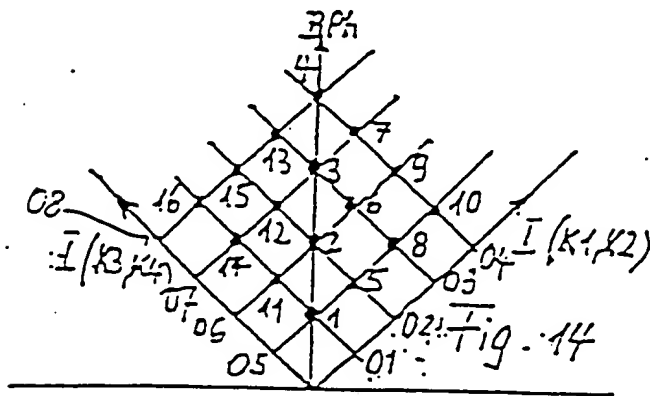
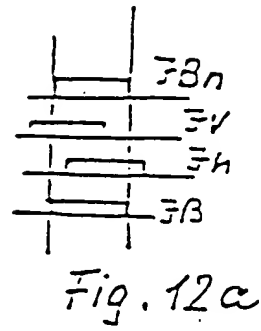
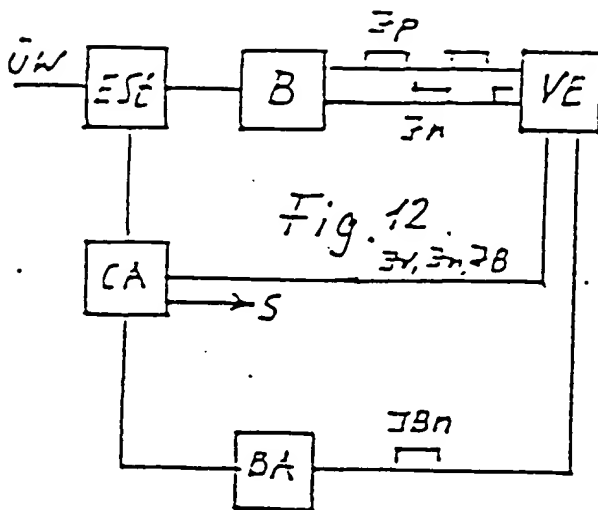
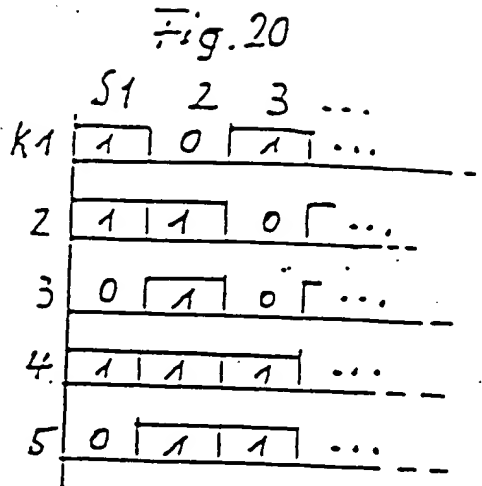
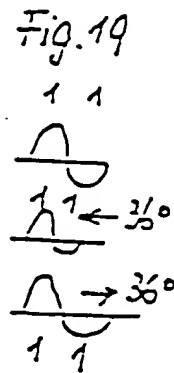
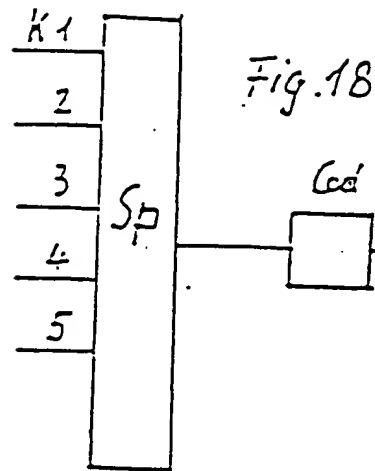


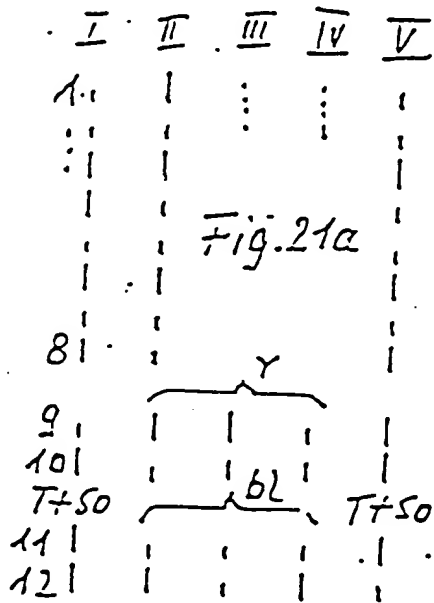
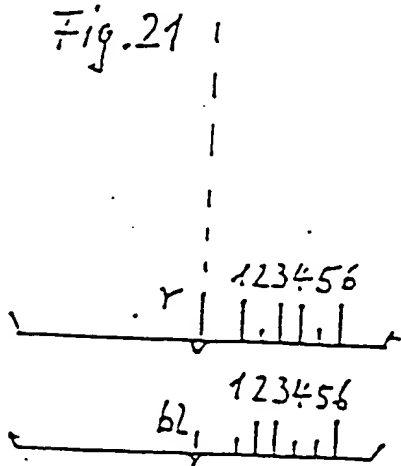
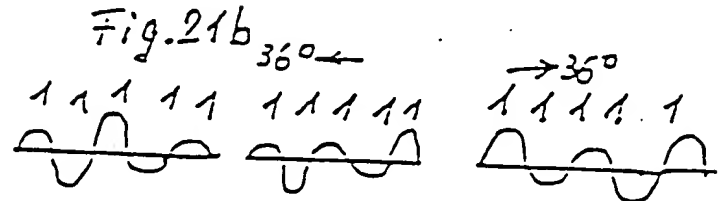
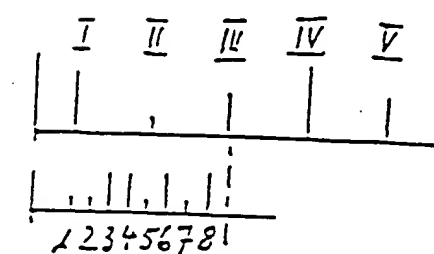
Fig. 32a

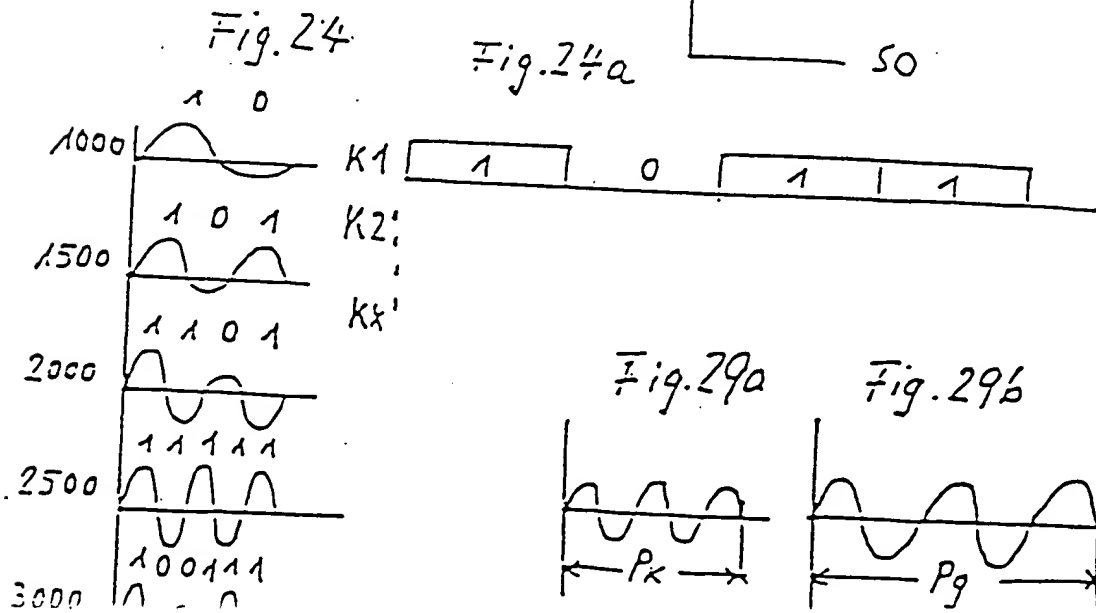
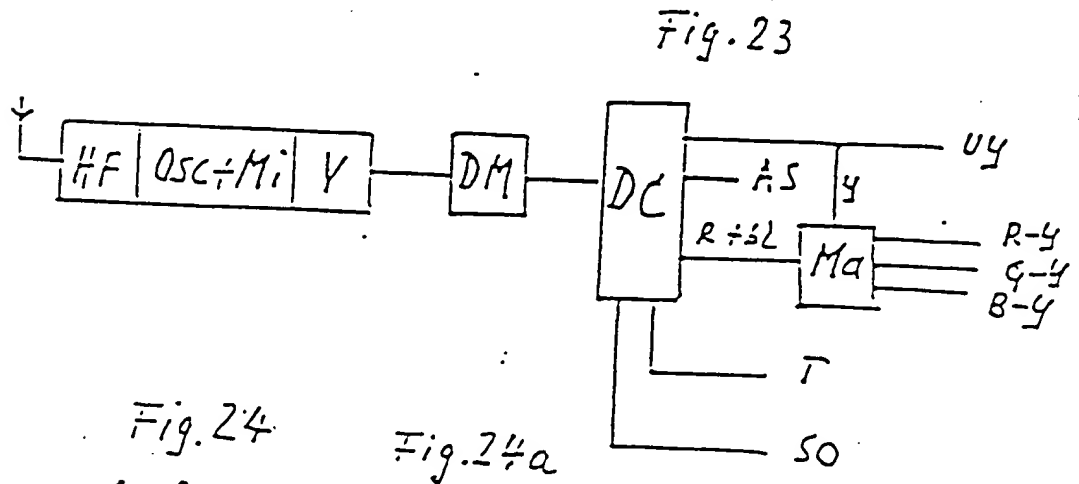
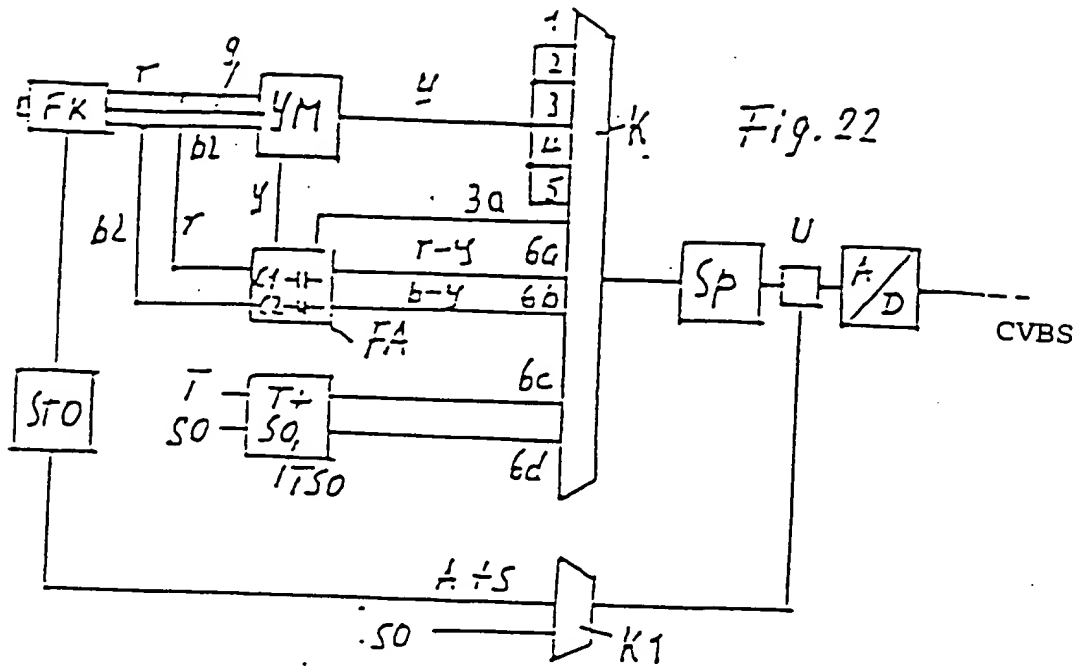




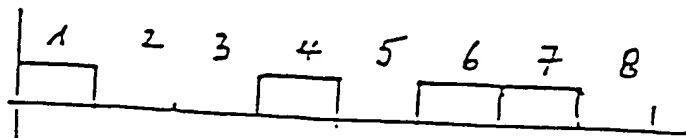
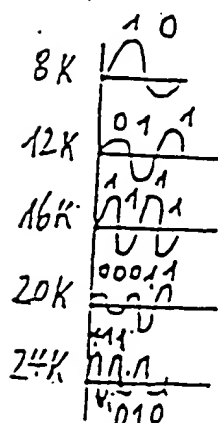
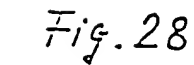
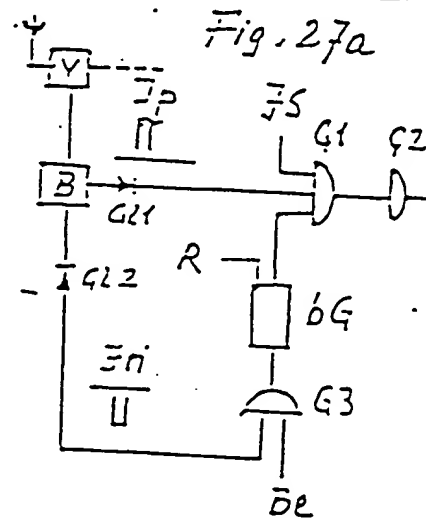
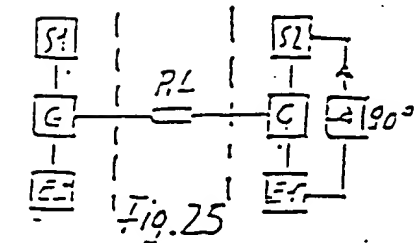
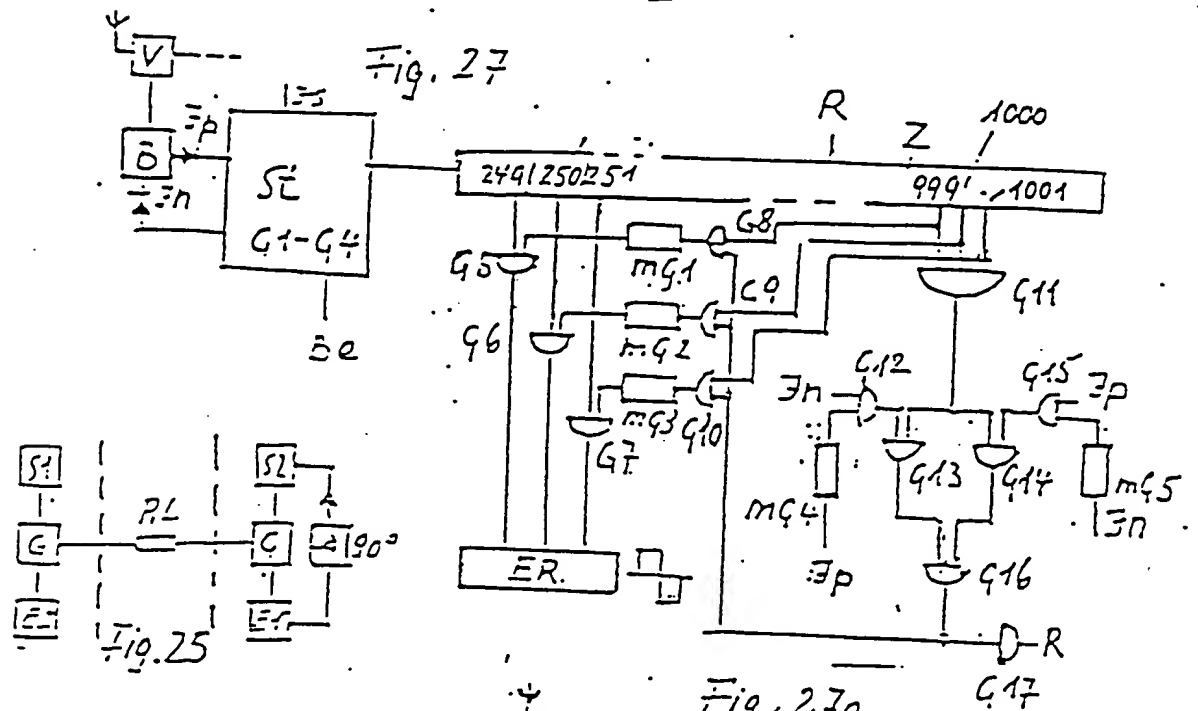
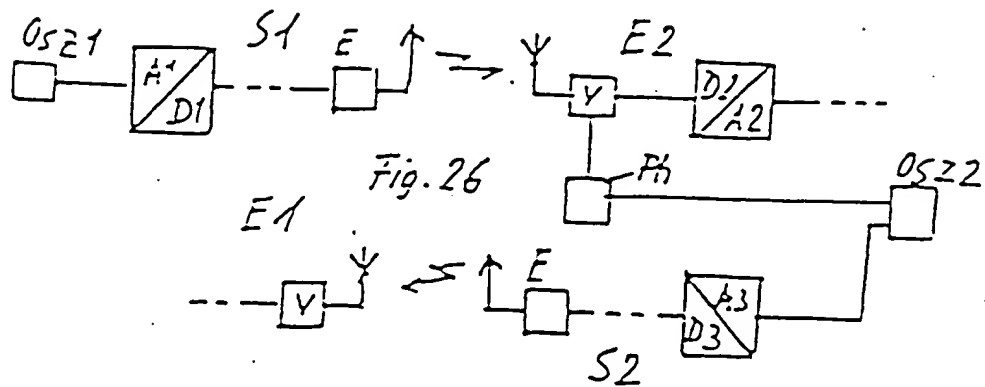


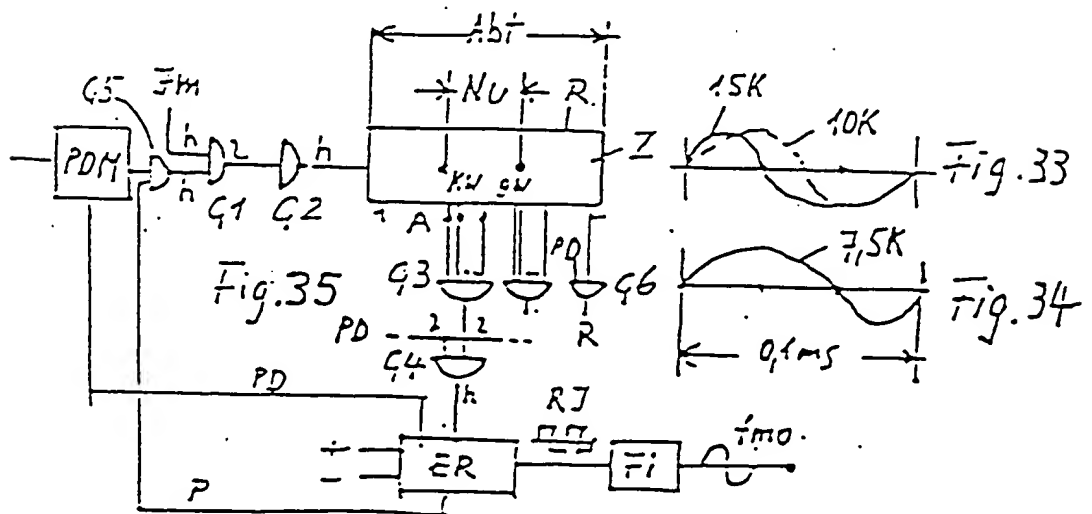
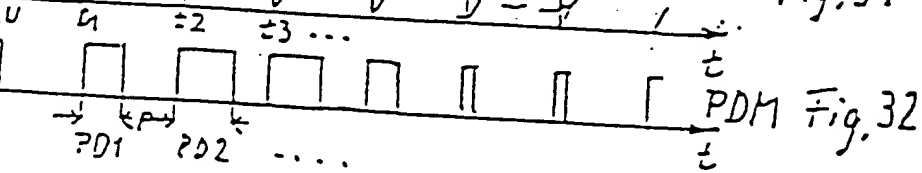
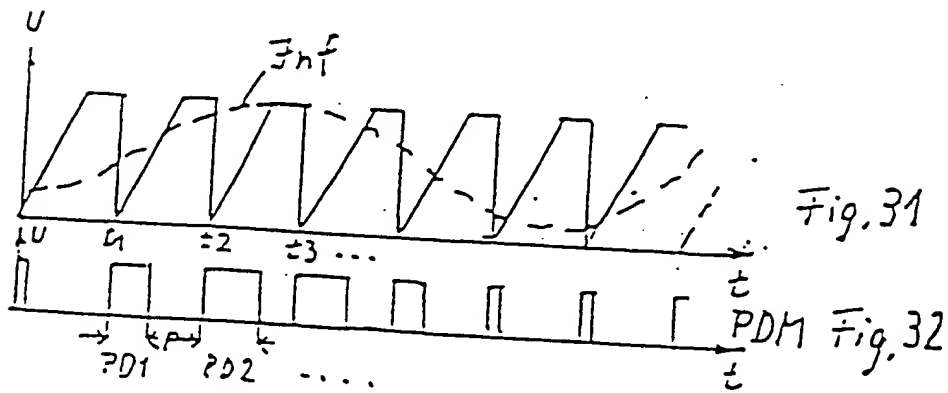
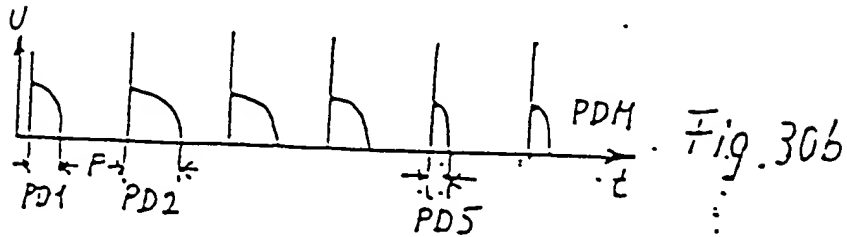
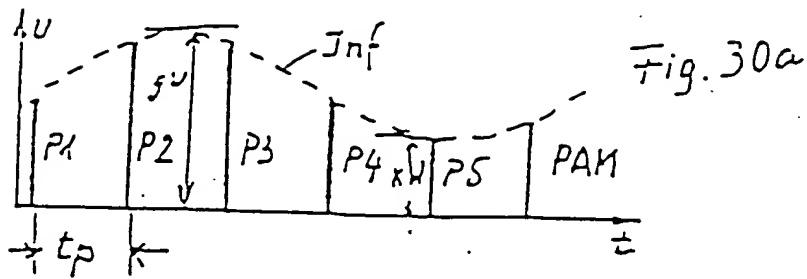
$$S1 = 1-1-0-1-0$$

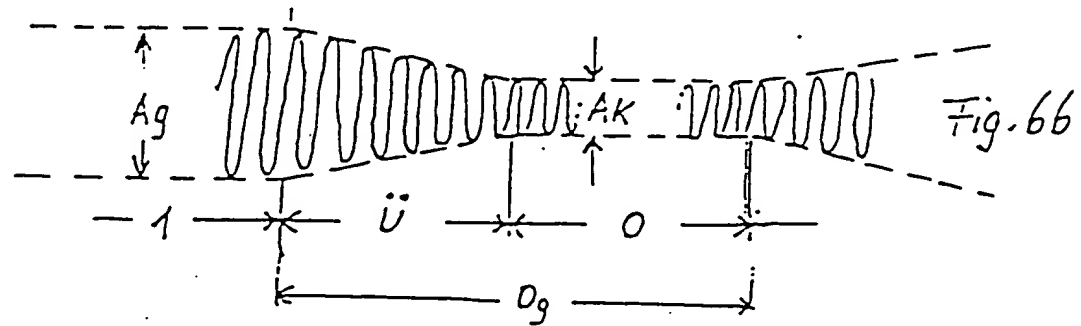
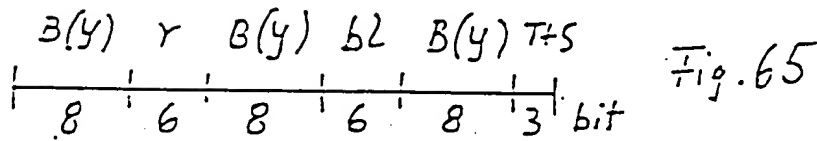
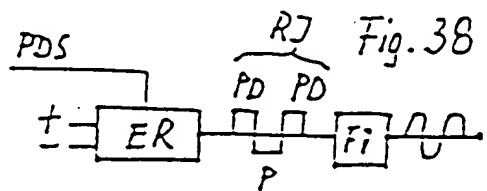
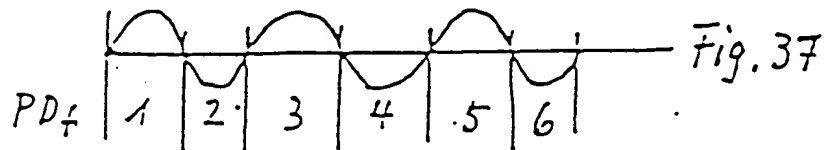
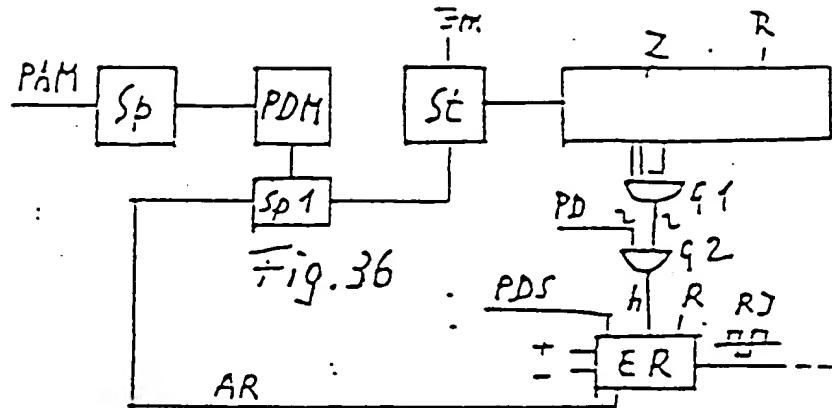












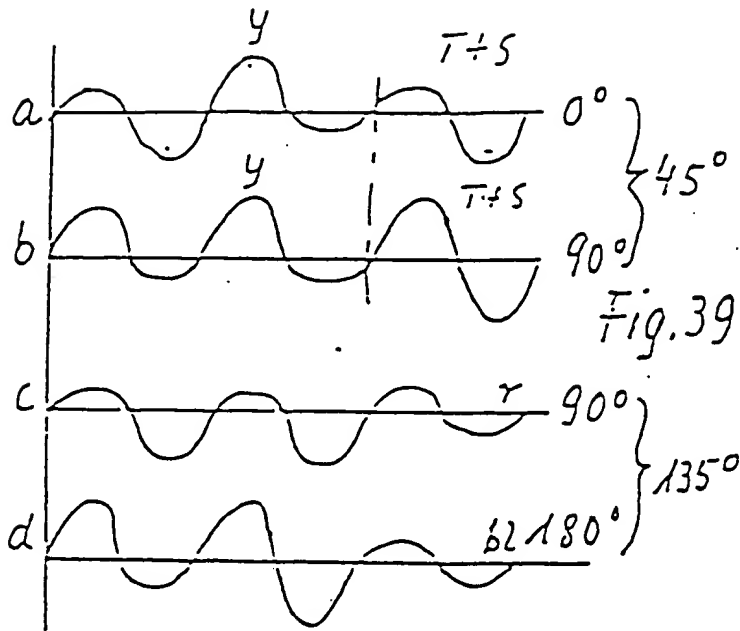
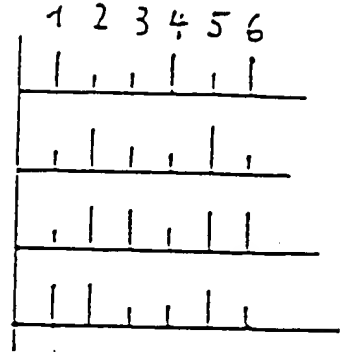


Fig. 39

Fig. 40



1+2 3+4 5+6

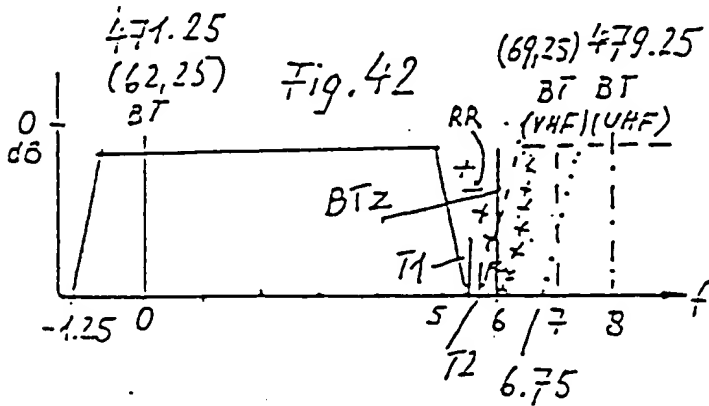
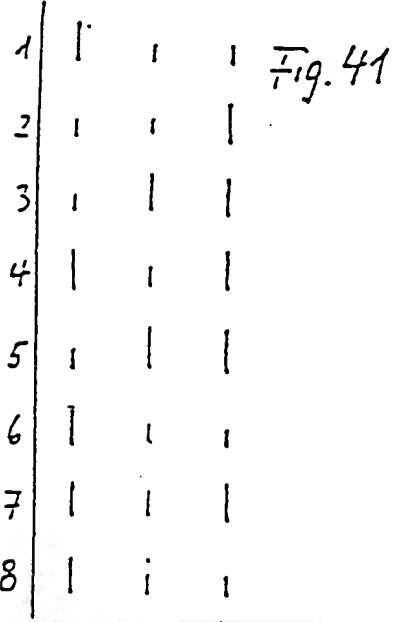


Fig. 42

Fig. 43

Fig. 44

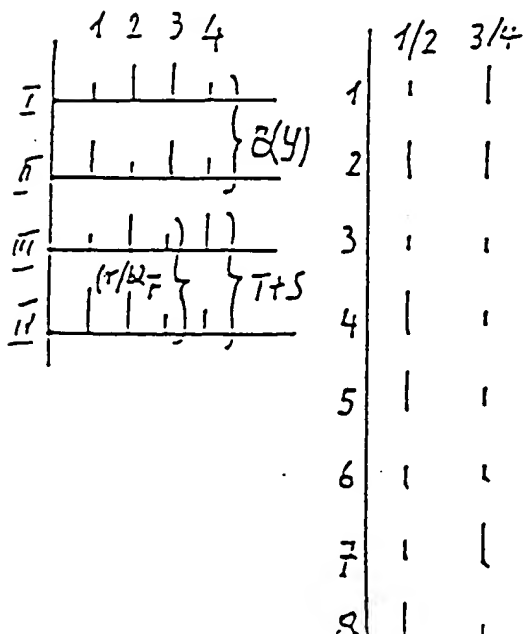


Fig. 45

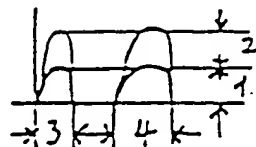


Fig. 46

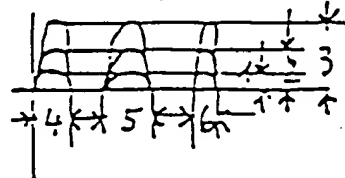


Fig. 47

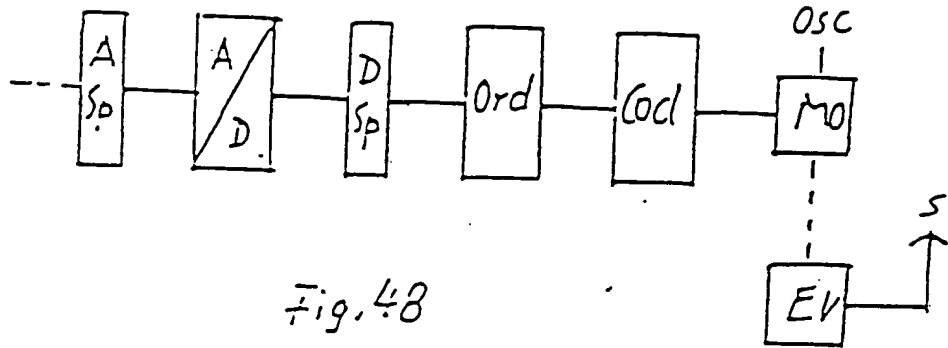


Fig. 48

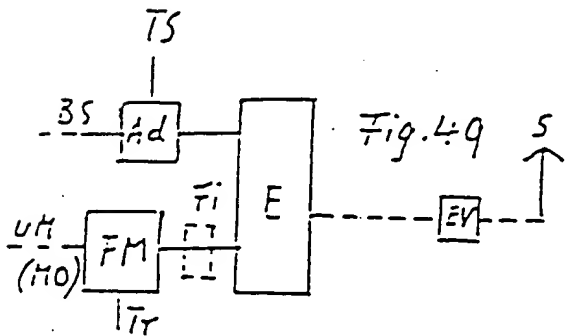
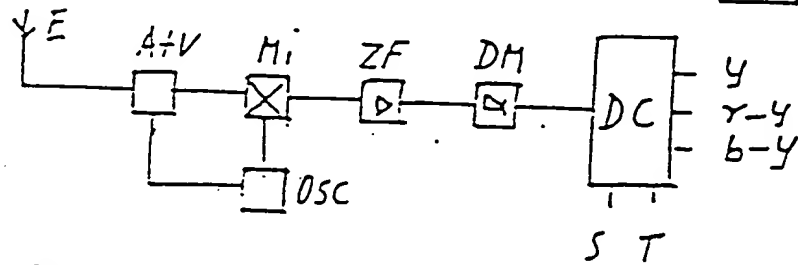


Fig. 50

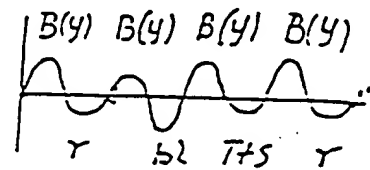


Fig. 51

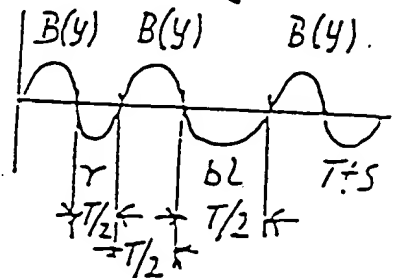


Fig. 53

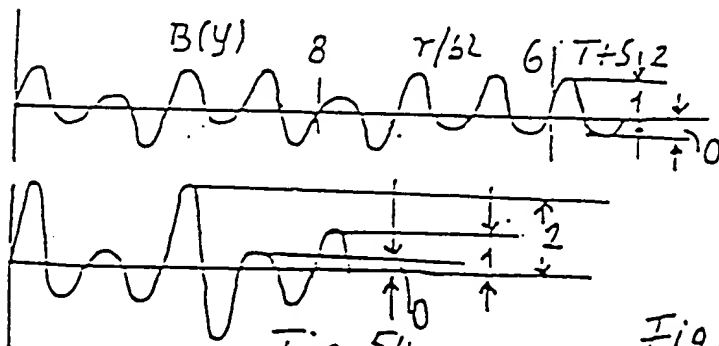


Fig. 54

Fig. 52

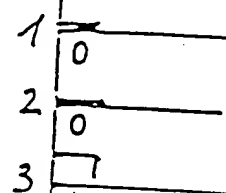
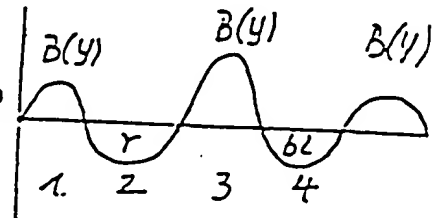


Fig. 55

